

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DO ACIONAMENTO DE UM MOTOR
DE INDUÇÃO COM COMANDO VETORIAL

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA
CATARINA PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA

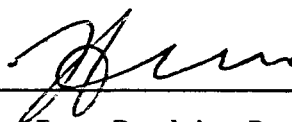
DOMINGOS SÁVIO LYRIO SIMONETTI

FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1987

CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DO ACIONAMENTO DE UM MOTOR DE
INDUÇÃO COM COMANDO VETORIAL

DOMINGOS SÁVIO LYRIO SIMONETTI

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE
MESTRE EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVA
DA EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
ORIENTADOR

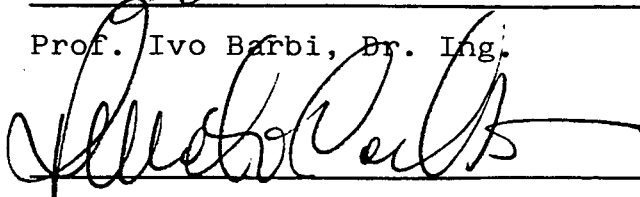


Prof. Márcio Cherem Schneider, Dr.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

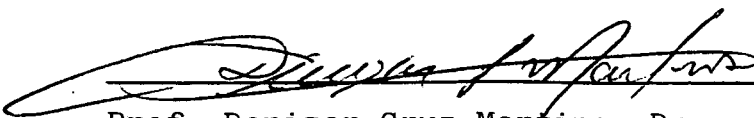
BANCA EXAMINADORA



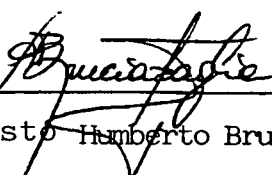
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Renato Carlson, Dr. Ing.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Augusto Humberto Bruciapaglia, Dr. Ing.

-Dedico:

-À todos que eu amo e a todos que me amam;

-Ao povo Brasileiro; que tanto sofre e ainda tem esperança.

-Agradecimentos:

- À Maura (e porque não?), pelo que fomos e somos;
- À minha família, pelo apoio, compreensão e amor;
- Ao meu orientador, prof. Ivo Barbi, por tudo que me ensinou, inclusive que "o mingau se come pelas bordas";
- Aos professores Denizar, Augusto e Renato, pelo enriquecimento da tese;
- Ao professor Arnaldo Perin, pela amizade e apoio;
- Ao prof. João P. Assumpção, pela camaradagem;
- Aos amigos do DEL/CTUFES, pela força dada;
- A todos os professores e funcionários da P.G. Elétrica, que de uma forma ou de outra colaboraram ;
- A Rosângela M. Livramento, pela paciência, amizade e excelente datilografia;
- Aos funcionários do LAMEP;
- A todos os meus amigos de onde quer que seja, pelo apoio dedicado e por tudo que criamos ao longo dos tempos.

S U M Á R I O

SIMBOLOGIA	i
RESUMO	iv
ABSTRACT	v

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

1.1 - Considerações Gerais	1
1.2 - Objetivo do Trabalho e Sumário	1

CAPÍTULO 2 - CONTROLE ESCALAR DE TORQUE E FLUXO DO MOTOR DE INDUÇÃO GAIOLA DE ESQUILO

2.1 - Introdução	3
2.2 - Controle de Fluxo com Alimentação em Tensão	3
2.2.1 - Controle por Relação V/F Constante	3
2.2.2 - Controle de Fluxo com Compensação da Queda de Tensão Estatórica ..	4
2.2.3 - Controle de Fluxo em Malha Fechada	5
2.3 - Controle de Torque com Alimentação em Tensão	6
2.3.1 - Controle de Torque com ω_r imposto (Auto-Pilotagem)	6
2.3.2 - Controle Indireto de Torque por Con	

trole da Corrente na Malha C.C.	8
2.3.3 - Controle de Torque pela Corrente	
Estatórica	10
2.4 - Controle de Fluxo com Alimentação em Corrente	11
2.5 - Controle de Torque com Alimentação em Corrente	12
2.6 - Simulação do Motor de Indução com Controle Escalar	13
2.6.1 - Alimentação em Tensão	13
2.6.2 - Alimentação em Corrente	16
2.7 - Comentários	16
CAPÍTULO 3 - O MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO EM COORDENADAS DE PARK - ESTUDO COM REFERENCIAL d NO FLUXO	
3.1 - Introdução	19
3.2 - A transformação $\alpha\beta\theta$ e a Transformação de PARK	19
3.3 - Motor de Indução com Referencial no Fluxo Estatórico	23
3.4 - Motor de Indução com Referencial no Fluxo Mútuo	25
3.5 - Motor de Indução com Referencial no Fluxo Rotórico	27
3.6 - Análise dos Resultados	29
3.7 - Equações da Máquina com Referencial no Fluxo Rotórico	29
3.8 - Comentários	30
3.9 - Verificação do Modelo por Simulação	31

CAPÍTULO 4 - COMANDO VETORIAL DO MOTOR DE INDUÇÃO

4.1 - Introdução	35
4.2 - Acionamento em Corrente do Motor de Indu- ção	35
4.2.1 - Comando Vetorial Indireto	35
4.2.2 - Comando Vetorial Indireto com Con- trole de Velocidade	40
4.2.2.1 - Regulador PI de Velocida- de	41
4.2.2.2 - Regulador Proporcional de Velocidade	44
4.2.3 - Comando Vetorial Direto	49
4.2.3.1 - Controle de Fluxo	49
4.2.3.1.1 - Regulador PI de Fluxo ...	50
4.2.3.1.1 - Regulador P de Fluxo ...	51
4.2.3.2 - Controle de Torque	52
4.2.3.3 - Controle de Velocidade .	55
4.2.3.4 - Comando Direto sem Regu- lação de Torque	59
4.2.3.5 - Resultados de Simulação.	61
4.3 - Acionamento em Tensão do Motor de Indução.	68
4.3.1 - Comando Vetorial Indireto	68
4.3.2 - Comando Vetorial Indireto com Con- trole de Velocidade	71
4.3.3 - Comando Vetorial Direto com Regula- dores de Torque, Fluxo e Velocida- de com composição das Tensões	75

4.4 - Considerações sobre limitação de grandezas	84
4.4.1 - Limite da Frequência Estatórica (ω_s) ...	84
4.4.2 - Limite da Frequência Rotórica (ω_r)	84
4.4.3 - Limitações de Tensão , Corrente, Velocidade e Torque	85
4.5 - Comentários	85
CAPÍTULO 5 - ESTUDO DE SENSIBILIDADE À VARIAÇÃO DE PARÂMETROS DO MOTOR DE INDUÇÃO COM REFERENCIAL NO FLUXO ROTÓRICO	
5.1 - Introdução	86
5.2 - Análise do Desacoplamento Torque-Fluxo com Variação de Parâmetros	86
5.3 - Sensibilidade de Torque à Variação de Parâmetros ..	89
5.4 - Sensibilidade de Fluxo à Variação de Parâmetros ..	92
5.5 - Considerações Sobre as Variações de R_R e $M(L_R)$...	93
5.6 - Curvas T/T^* e Φ_R/Φ_{R^*} , Simulações e Comentários ..	94
CAPÍTULO 6 - IDENTIFICAÇÃO DE PARÂMETROS DE MOTORES DE INDUÇÃO	
6.1 - Introdução	100
6.2 - Método com Injeção de Corrente a uma Frequência Da da	100
6.3 - Método de Atualização com o Referencial na Corrente	104
6.4 - Metodologia para Identificação de R_R	107
6.5 - Resultados de Simulações e Comentários	110
CAPÍTULO 7 - VERIFICAÇÃO EXPERIMENTAL DO MODELO DO MOTOR DE INDUÇÃO COM ORIENTAÇÃO NO FLUXO ROTÓRICO	
7.1 - Descrição da Montagem Efetuada	115
7.2 - Cálculo de Torque e Fluxo no Modelo Vetorial	118
7.3 - Cálculos com os Parâmetros do Motor Fornecidos pelo Fabricante	119
7.4 - Cálculos com os Parâmetros do Motor Medidos	120

7.5 - Comparações dos Resultados	122
CAPÍTULO 8 - CONCLUSÕES	
8.1 - Considerações Finais	125
8.2 - Propostas de Trabalhos Futuros	126
APÊNDICE A - DADOS PARA SIMULAÇÃO	127
APÊNDICE B - ABORDAGEM DE SIMULAÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO COM ALIMENTAÇÃO	
EM CORRENTE	
B.1 - Modelo Utilizado	128
B.2 - Estrutura Geral das Simulações	129
BIBLIOGRAFIA	130

SIMBOLOGIA

B	- Coeficiente de atrito
E	- Tensão Contínua
f_s	- Frequência síncrona de alimentação
I_1	- Corrente eficaz de fase, estator
I_2	- Corrente eficaz de fase, rotor
I_M	- Corrente Magnetizante, eficaz(indutância mútua)
i_r, i_s	- Corrente rotórica e estatórica, em diversas referências
I_S^*	- Corrente estatórica de referência
I_{sd}	- Corrente estatórica de eixo direto
I_{sq}	- Corrente estatórica de eixo em quadratura
J	- Constante de Inércia
$K_i, i=1,2,....$	- Constantes diversas relacionando grandezas
$K_j, j=T, \emptyset, \omega...$	- Constantes proporcionais de reguladores
ℓ_1	- Indutância de dispersão de estator
ℓ_2	- Indutância de dispersão de rotor
L_R	- Indutância cíclica rotórica
L_R^*	- Indutância cíclica rotórica de referência
L_S	- Indutância cíclica estatórica
M	- Indutância Mútua
M^*	- Indutância Mútua de referência
n	- Número de pares de polos
r_1, R_S	- Resistência estatórica
r_2, R_R	- Resistência rotórica
R_1, R_2, R_3	- Eixos rotóricos de referência trifásica
$[R]_{123}$	- Grandezas trifásicas de rotor
R_α, R_β	- Eixos rotóricos de coordenadas

$[R]_{\alpha\beta}$	- Grandezas rotóricas em coordenadas $\alpha\beta$
R_R^*	- Resistência rotórica de referência
s	- Escorregamento do motor de indução
S_1, S_2, S_3	- Eixos estatóricos de referência trifásica
$[S]_{123}$	- Grandezas trifásicas estatóricas
S_α, S_β	- Eixos Estatóricos de coordenadas $\alpha\beta$
$[S]_{\alpha\beta}$	- Grandezas estatóricas em coordenadas $\alpha\beta$
T	- Torque Elétrico
T^*	- Torque elétrico de referência
T_C	- Torque de carga
T_R	- Constante de Tempo do circuito de rotor
T_R^*	- Constante de Tempo de referência do rotor
t_s	- Tempo de estabilização de grandezas com controlador PI
$T_{Z, Z=F, \omega}$	- Constante de Tempo de Reguladores PI
V_1	- Tensão eficaz de estator
V_{1nom}	- Tensão eficaz de estator nominal
V_M	- Tensão eficaz na indutância mútua
v_r, v_s	- Tensões de rotor e estator em coordenadas diversas
v_{sd}, v_{sq}	- Tensões de estator de eixo d e q, respectivamente
ω_m	- Velocidade mecânica angular
ω_r	- Frequência angular de escorregamento rotórico
ω_r^*	- Frequência angular de escorregamento rotórico de referência
ω_s	- Frequência angular síncrona de alimentação
$\omega_{s nom}$	- Frequência angular síncrona de alimentação nominal
$\omega_\delta, \dot{\delta}$	- Frequência angular de eixo <u>d</u> de referência
ΔV	- Variação de Tensão
δ	- Ângulo de deslocamento de eixo de referência (d)
$\epsilon_l, l = \phi, \omega \dots$	- erro em regime permanente de grandezas diversas
θ	- Ângulo de deslocamento rotórico
ϕ_M	- Fluxo Mútuo

Φ_r	- Fluxo rotórico
Φ_r^*	- Fluxo rotórico de referência
Φ_s	- Fluxo estatórico
MI	- Motor de indução
	- Sensor

RESUMO

O presente trabalho é um estudo do acionamento do motor de indução para utilização em automação. Inicialmente, faz-se uma revisão dos métodos já tradicionais de acionamento do motor de indução, a partir de modelos simplificados. É feito então um estudo teórico do motor de indução em coordenadas de PARK , com referencial no fluxo rotórico, onde, sem simplificações , são obtidas equações de torque e fluxo similares às de um motor de corrente contínua. O modelo é testado em simulação digital com microcomputador, bem como experimentalmente em um motor alimentado por fonte de tensão e frequência constantes.

Também são feitos estudos teóricos e simulações digitais de estruturas de comando do motor de indução utilizando-se do modelo com referencial no fluxo rotórico, da influência da variação de parâmetros do motor nas grandezas obtidas através do modelo, e de um método de identificação e atualização do valor da resistência rotórica.

ABSTRACT

This work is a study of the induction motor drives to be used in automation. First, traditional methods are studied which use simplified models. Then is studied the field oriented induction-motor where we get torque and flux equations identical to the DC motor equations. The field-oriented induction-motor model is verified with digital simulation and experimentally tested with constant voltage and frequency supply.

It is also studied the induction-motor vector-control with flux, torque and speed regulators are simulated in a digital computer. It is shown the influence of machine-parameters variation in the model-flux and torque response, and also a strategy to identify and actualize the model rotor resistance.

C A P Í T U L O 1

INTRODUÇÃO

1.1 - Considerações Gerais

Por suas equações simples e acionamento barato, o motor de corrente contínua é largamente utilizado em automação industrial. Entretanto, a existência de comutador mecânico é fonte de inconvenientes, tais como perda de potência no comutador, maior necessidade de manutenção, uso restrito a ambientes onde não haja gases inflamáveis, e impossibilidade de operação a altas velocidades.

Com o rápido desenvolvimento dos semicondutores, o preço do acionamento de máquinas de corrente alternada passou a ser acessível, aliado ainda às vantagens de sua utilização - em especial as máquinas síncronas a imã permanente e os motores de indução gaiola de esquilo [1,2]. O advento dos microprocessadores e a obtenção de modelos da máquina C.A. mais simples vieram completar os requisitos para a utilização de máquinas C.A. em robótica.

1.2 - Objetivo do Trabalho e Sumário

O presente trabalho é um estudo do acionamento do motor de indução gaiola com orientação vetorial no fluxo rotórico.

O capítulo 2 apresenta uma revisão dos principais tipos de controle "escalar" de torque e fluxo, para alimentação em corrente e em tensão.

No capítulo 3 é feito um estudo do motor de indu -

ção sob transformadas de PARK, com o eixo direto alinhado com o fluxo estatórico, fluxo rotórico e fluxo mútuo para escolha do melhor referencial. Também é feita uma comprovação do modelo escolhido (referencial no fluxo rotórico) através de simulação digital.

Uma análise do comando vetorial direto e indireto, com alimentação em corrente e tensão, é feita no capítulo 4, incluindo cálculo de reguladores de fluxo, torque e velocidade, com simulações em microcomputador.

No capítulo 5 é estudada a influência da variação de parâmetros do motor no torque e fluxo da máquina sob comando vetorial, onde mais uma vez se verifica a teoria através de simulações numéricas.

O capítulo 6 apresenta um método de identificação da resistência rotórica, para atualização do parâmetro no modelo com orientação vetorial do motor de indução. Apresenta-se também alguns resultados de identificação e atualização da resistência rotórica através de simulação.

No capítulo 7 encontramos uma descrição pormenorizada de uma verificação experimental das equações de torque e fluxo do modelo com orientação vetorial, com o motor alimentado a tensão a frequência constantes.

Finalmente, o capítulo 8 apresenta algumas conclusões tiradas do estudo feito, e sugestões para trabalhos vindouros.

C A P Í T U L O 2

CONTROLE ESCALAR DE TORQUE E FLUXO DO
MOTOR DE INDUÇÃO GAIOLA DE ESQUILO

2.1 - Introdução

O controle dito "escalar" do motor de indução [3], onde apenas o módulo da grandeza de alimentação é controlado, é obtido através do modelo do motor de indução em regime permanente (Fig.2.1)

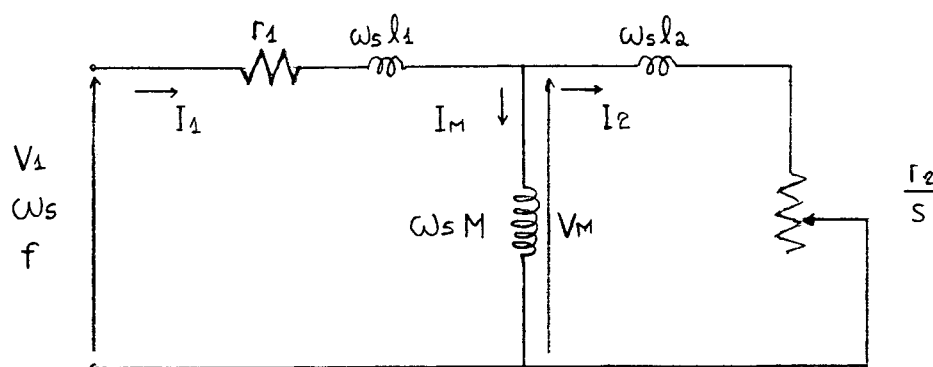


Fig. 2.1 - Modelo aproximado do motor de indução ,
por fase

A partir dele é feito o estudo para alimentação em tensão e em corrente. Aqui são apresentados os controles mais difundidos.

2.2 - Controle de Fluxo com Alimentação em Tensão

2.2.1 - Controle por Relação V/F Constante [4]

Utilizando-se o modelo apresentado na Fig.2.1, e desprezando-se a queda de tensão estatórica, temos:

$$V_1 = V_M = \omega_s \cdot M \cdot I_M \quad (2.1)$$

$$\Phi_M = M \cdot I_M \quad (2.2)$$

$$\therefore \Phi_M = \frac{V_1}{\omega_s} = \frac{K \cdot V_1}{f_s} \quad (2.3)$$

Assim, conforme a eq.(2.3), um controle razoável do fluxo pode ser obtido mantendo-se a relação V_1/ω_s constante. Uma forma de se realizar isso é visto na Fig.2.2.

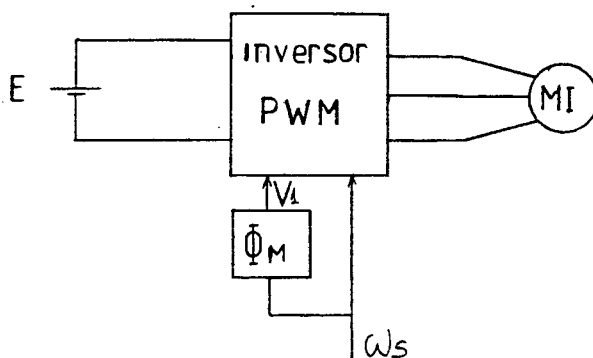


Fig. 2.2 - Alimentação de motor de indução com lei V/f constante

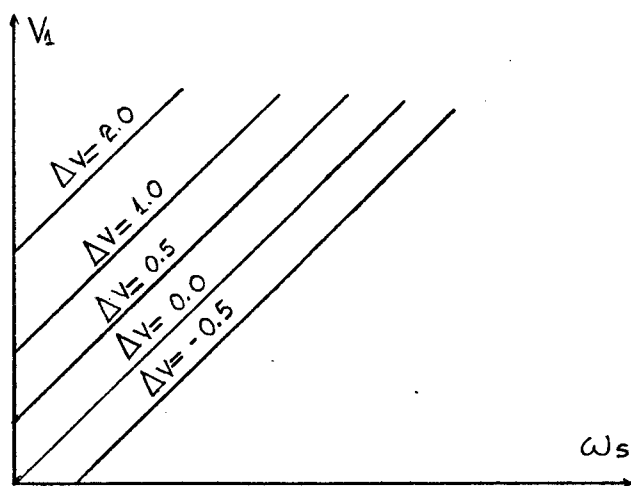
Como valor de Φ_M utiliza-se o seu valor nominal, que pode ser obtido aproximadamente pela equação (2.4):

$$\Phi_M = \frac{V_{1 \text{ nom}}}{\omega_{s \text{ nom}}} \quad (2.4)$$

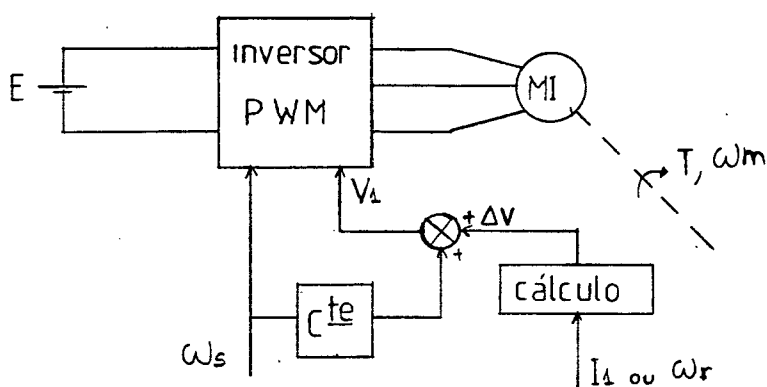
2.2.2 - Controle de Fluxo com Compensação da Queda de Tensão Estatística [4]

No método anterior, a queda de tensão estatística é desprezada. Uma abordagem mais exata é obtida se fizermos a tensão de alimentação variar também proporcionalmente à variação de carga. Monitora-se a corrente ou o escorregamento do motor, e a partir do valor obtido é gerado um sinal de incremento (ou decremento) da tensão de alimentação (ΔV). A Fig.2.3a mostra a característica tensão-frequência utilizada, e a Fig. 2.3.b mostra um

esboço de tal controle.



(a)



(b)

Fig. 2.3(a) - Característica tensão-frequência utilizada; (b) Esboço da implementação de tal controle.

2.2.3 - Controle de Fluxo em Malha Fechada [4]

O fluxo do motor é medido e comparado com o fluxo de referência. O sinal de erro passa por um regulador e determina a tensão de alimentação. O esquema geral do controle é visto na Fig.2.4.

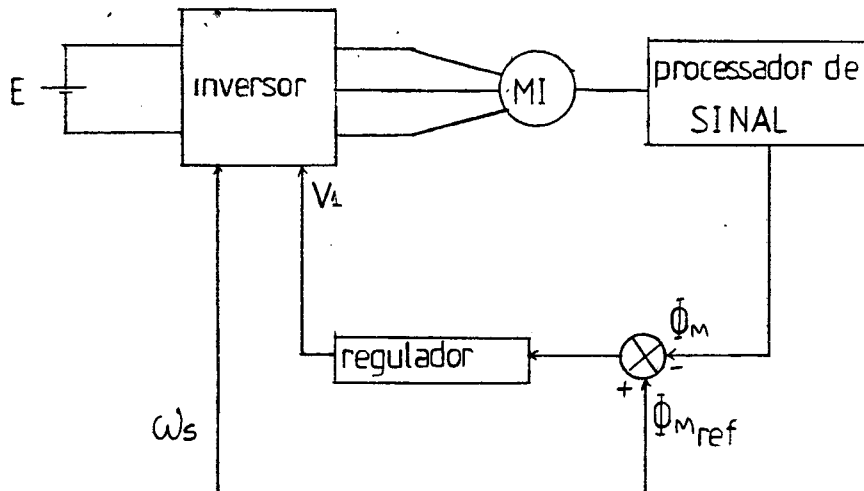


Fig. 2.4 - Controle de fluxo em malha fechada

O fluxo mútuo da máquina pode ser obtido por sensor Hall, por pequenas bobinas sensoras de fluxo, ou por reconstituição através de V_1 e I_1 (já que r_1 , ℓ_1 e M são conhecidos).

2.3 - Controle de Torque com Alimentação em Tensão

2.3.1 - Controle de Torque com ω_r imposto (Auto-Pilotagem)

[5]

Quando se mantém o fluxo mútuo constante, a partir do modelo da Fig.2.1, podemos verificar que:

$$V_M = \omega_S M \cdot I_M = K_1 \cdot \omega_S \quad (2.5)$$

$$K_1 \cdot \omega_S = I_2 \cdot \sqrt{\omega_S^2 \ell_2^2 + \frac{r_2^2 \omega_S^2}{\omega_r^2}} \quad (2.6)$$

$$K_1 \cdot \omega_S = I_2 \sqrt{\frac{\omega_S^2 (\ell_2^2 \omega_r^2 + r_2^2)}{\omega_r^2}} \quad (2.7)$$

$$I_2 = \frac{K_1 \omega_r}{\sqrt{r_2^2 + \omega_r^2 l_2^2}} \quad (2.8)$$

$$P_m = \frac{3 \cdot (1-S) \cdot r_2 \cdot I_2^2}{S} \quad (2.9)$$

$$P_m = 3 \cdot \frac{\omega_S}{\omega_r} \cdot \left(1 - \frac{\omega_r}{\omega_S}\right) \cdot r_2 \cdot \left(\frac{K_1 \cdot \omega_r}{\sqrt{r_2^2 + \omega_r^2 l_2^2}}\right)^2 \quad (2.10)$$

$$P_m = 3 \cdot \frac{\omega_S}{\omega_r} \cdot \frac{n \cdot \omega_m}{\omega_S} \cdot \frac{r_2 \cdot K_1^2 \cdot \omega_r^2}{(r_2^2 + \omega_r^2 l_2^2)} \quad (2.11)$$

$$P_m = \frac{3n \omega_m \omega_r K_1^2}{r_2^2 + \omega_r^2 l_2^2} \cdot r_2 \quad (2.12)$$

Para baixos escorregamentos, temos:

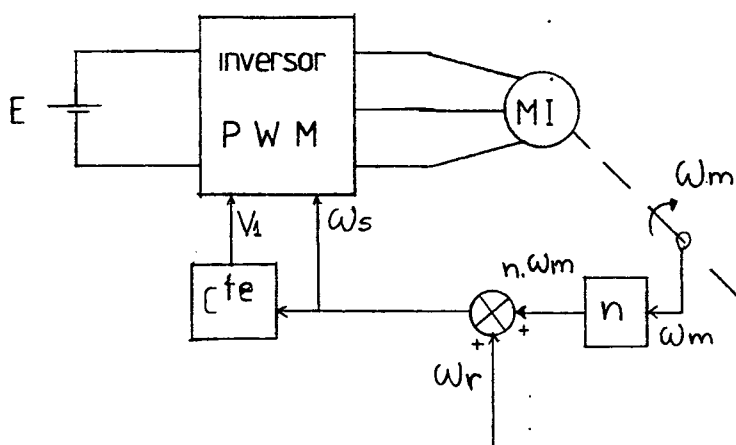
$$(\omega_r l_2)^2 \ll r_2^2 \quad (2.13)$$

$$P_m \approx K_2 \cdot \omega_m \cdot \omega_r \quad (2.14)$$

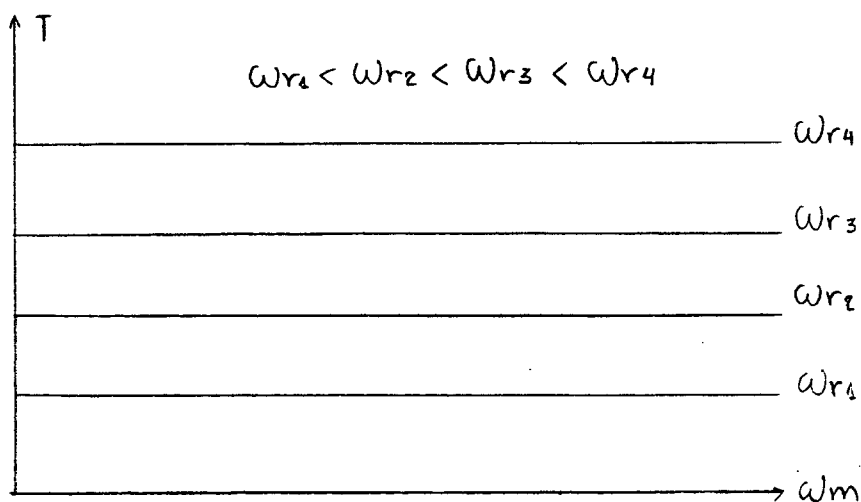
$$P_m = \omega_m T \quad (2.15)$$

$$T \approx K_2 \cdot \omega_r \quad (2.16)$$

Assim, se o fluxo mútuo é mantido constante e o motor opera na região de baixo escorregamento, o torque é proporcional ao escorregamento (eq.2.16). Uma realização dessa lei pode ser vista na Fig.2.5.



(a)



(b)

Fig. 2.5 - (a) Alimentação do motor de indução com ω_r imposto (lei V/f constante); (b) Característica $T \times \omega_m$ para vários ω_r

2.3.2 - Controle Indireto de Torque por Controle da Corrente na Malha C.C. [5]

Utilizável quando o inversor é alimentado através de um pulsador. A realização pode ser vista na Fig.2.6.

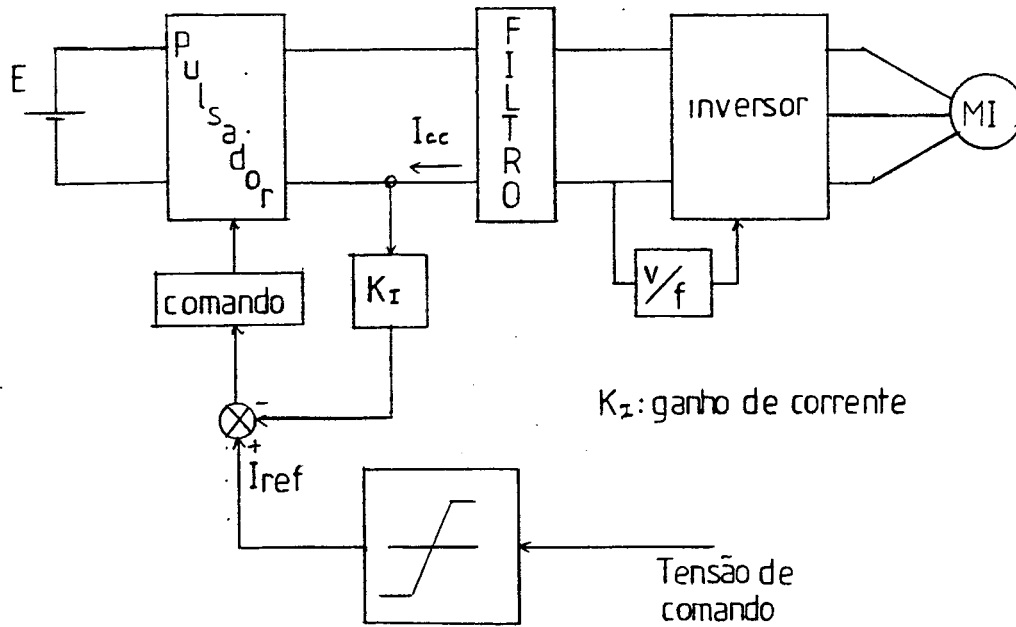


Fig. 2.6 - Controle de Torque através da Corrente

I_{cc}

Para baixos escorregamentos:

$$\omega_s \approx n \cdot \omega_m \quad (2.17)$$

$$\omega_s = K_3 \cdot V_1 \quad (2.18)$$

$$\omega_m \approx K_3 V_1 \quad (2.19)$$

mas:

$$V_1 = K_4 \cdot E \quad (2.20)$$

$$\therefore \omega_m \approx K_3 K_4 E \approx K_5 E \quad (2.21)$$

Em termos de torque:

$$P = T \cdot \omega_m \approx E \cdot I_{cc} \quad (2.22)$$

$$T \approx \frac{E \cdot I_{cc}}{K_5 \cdot E} \quad (2.23)$$

$$T \approx K_6 \cdot I_{cc} \quad (2.24)$$

Além disso:

$$T = K_2 \cdot \omega_r \approx K_6 I_{cc} \quad (2.25)$$

$$\therefore I_{cc} \approx K_7 \cdot \omega_r \quad (2.26)$$

Assim, além de controlar o torque através da corrente I_{cc} , limita-se o escorregamento.

2.3.3 - Controle de Torque pela Corrente Estatórica [5]

Para baixos valores de escorregamento (ω_r), o torque do M.I. é dado por:

$$T = K \cdot \Phi_M \cdot I_2 \quad (2.27)$$

Por outro lado:

$$\bar{I}_1 = \bar{I}_2 + \bar{I}_M \quad (2.28)$$

Se o fluxo é constante, \bar{I}_M é constante. Logo:

$$\bar{I}_2 = \bar{I}_1 - \bar{I}_k \quad (\bar{I}_k = \bar{I}_M = c^{te}) \quad (2.29)$$

O controle de torque é obtido controlando-se o módulo de \bar{I}_1 , conforme esquema da Fig. 2.7:

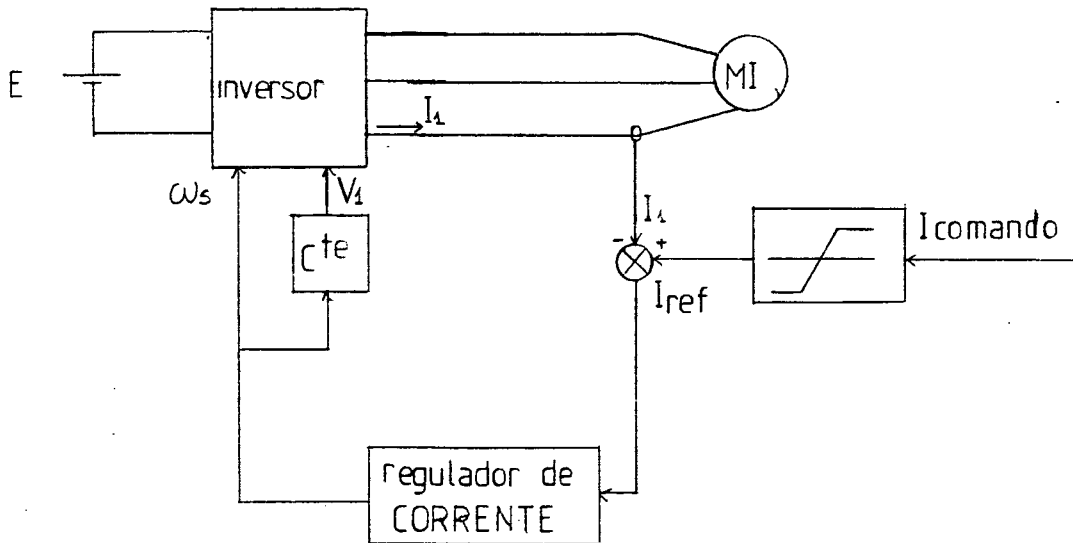


Fig. 2.7 - Controle de Torque através da Corrente
Estatórica I_1

2.4 - Controle de Fluxo com Alimentação em Corrente [5]

Da Fig.2.1, para manter o fluxo mútuo constante, temos que manter a corrente magnetizante I_M constante. Para termos aproximadamente o fluxo nominal devemos ter:

$$I_M = \frac{V_1 \text{ nom}}{\omega_s \text{ nom} \cdot M} \quad (2.30)$$

Aplicando a lei de divisão de corrente à corrente I_1 , temos:

$$I_M = \frac{I_1 \sqrt{\omega_s^2 \ell_2^2 + r_2^2 \frac{\omega_s^2}{\omega_r^2}}}{\sqrt{\frac{r_2^2 \cdot \omega_s^2}{\omega_r^2} + (\ell_2 + M)^2 \cdot \omega_s^2}} \quad (2.31)$$

$$I_1 = I_M \sqrt{\frac{(\ell_2 + M)^2 \cdot \omega_r^2 + r_2^2}{\omega_r^2 \cdot \ell_2^2 + r_2^2}} \quad (2.32)$$

Ou, se estamos na região de baixos escorregamentos.

$$I_1 = \sqrt{\frac{I_M^2 \cdot \omega_r^2 \cdot M^2 + r_2^2}{r_2^2}} \quad (2.33)$$

Tal realização pode ser vista na Fig.2.8.

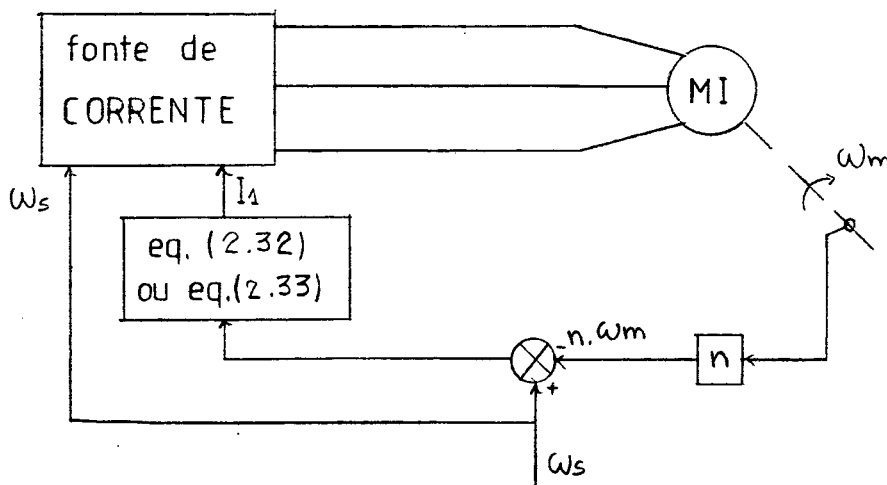


Fig. 2.8 - Realização de alimentação em Corrente com fluxo constante

2.5 - Controle de Torque com Alimentação em Corrente [5]

As deduções vistas nas eq.(2.5).a (2.16) também são válidas para alimentação em corrente, com fluxo constante e baixos escorregamentos. Uma realização pode ser vista na Fig.2.9.

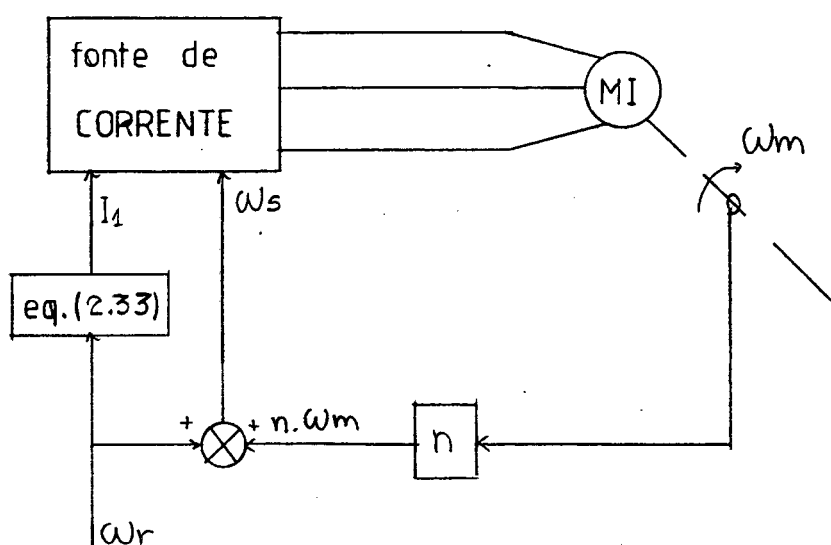


Fig. 2.9 - Controle de Torque com alimentação em Corrente-Autopilotagem

2.6 - Simulação do Motor de Indução com Controle Escalar

2.6.1 - Alimentação em Tensão

O diagrama de blocos da simulação efetuada é visto na Fig.2.10 (autopilotado com lei V/f constante).

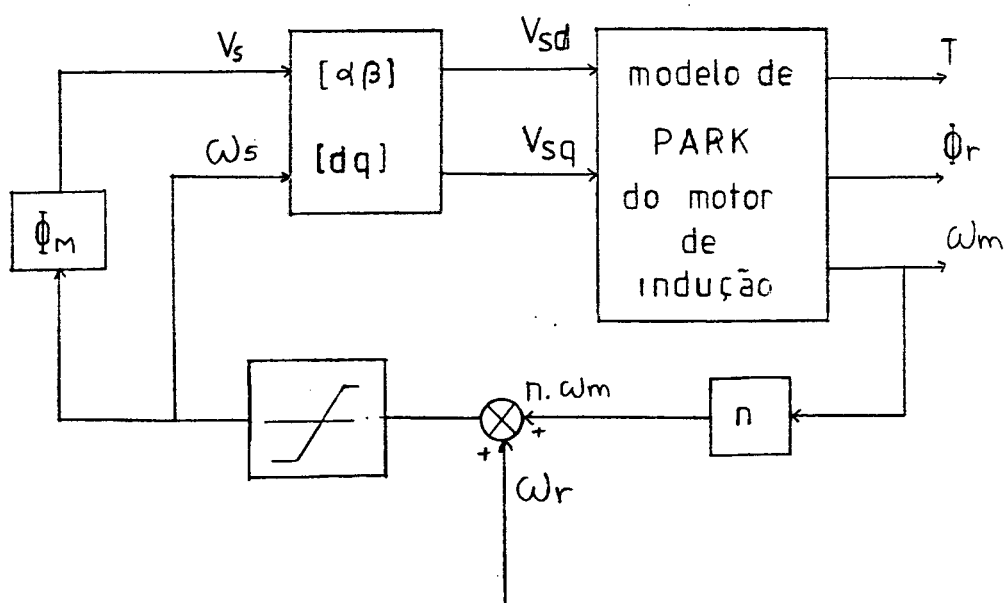


Fig. 2.10 - Diagrama de blocos da simulação do motor de indução alimentado em tensão, controle escalar

Para a simulação, utilizou-se do programa visto em [3].

Os parâmetros do motor simulado, bem como os dados de simulação, podem ser vistos no apêndice A. A simulação compreende também inversão de velocidade.

Os resultados de torque, velocidade e fluxo podem ser vistos na Fig.2.11.

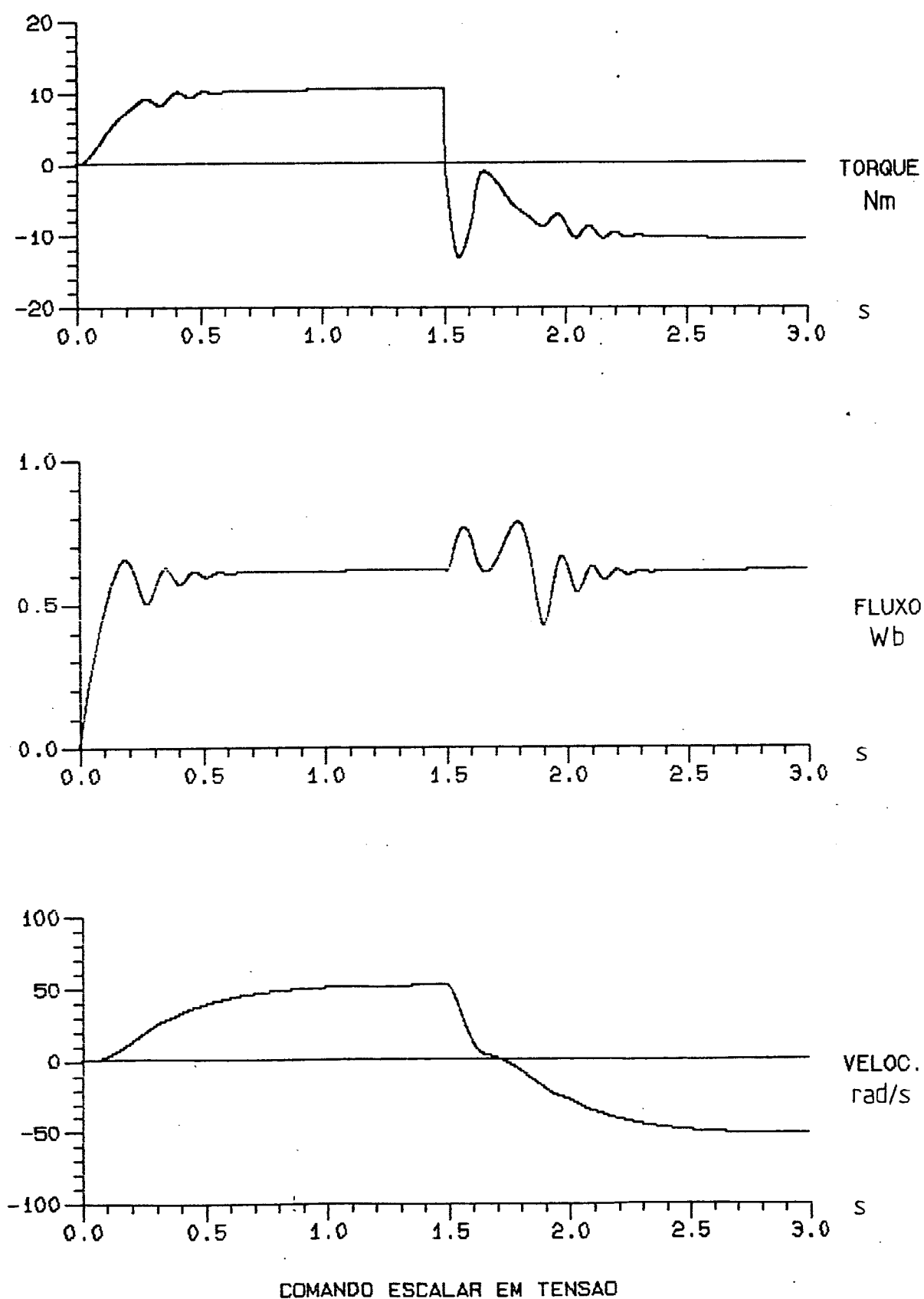


Fig. 2.11 - Motor de Indução Autopilotado alimentado em Tensão

2.6.2 - Alimentação em Corrente

O diagrama de blocos da simulação é visto na Fig.2.

12.

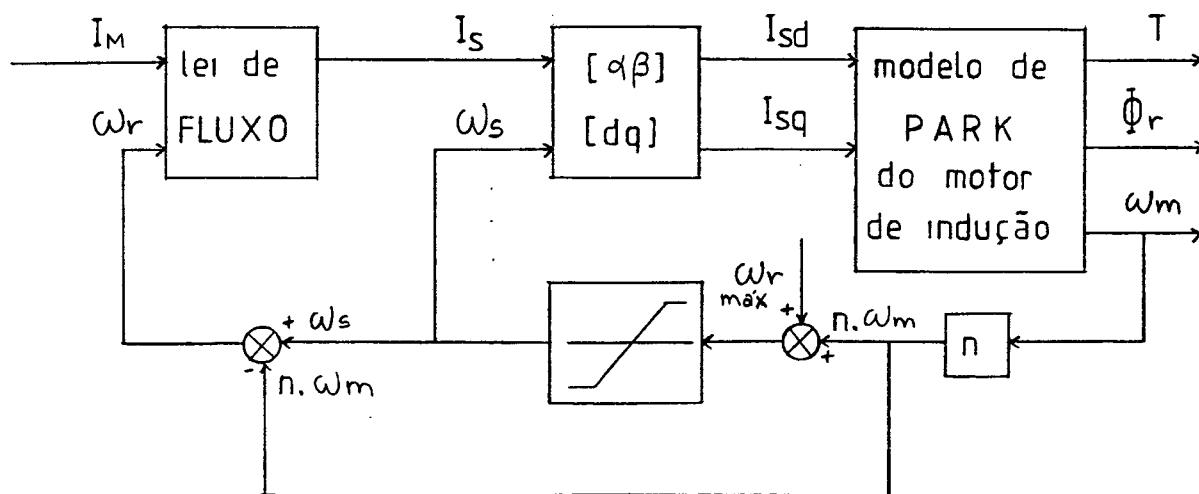


Fig. 2.12 - Diagrama de Blocos do Controle Escalar do Motor de Indução alimentado em Corrente, autopilotado

A abordagem para simulação do motor de indução alimentado em corrente encontra-se no apêndice B.

Parâmetros do motor e dados de simulação podem ser vistos no apêndice A. Os resultados da simulação estão na Fig.2. 13.

2.7. Comentários

Pela análise das Figuras 2.11 e 2.13 verifica-se que a inversão de velocidade com controle escalar é mais rápida para alimentação em corrente que para alimentação em tensão, especialmente devido a variação do torque durante a inversão. Entretanto, em ambos os casos observa-se uma grande variação de fluxo duran-

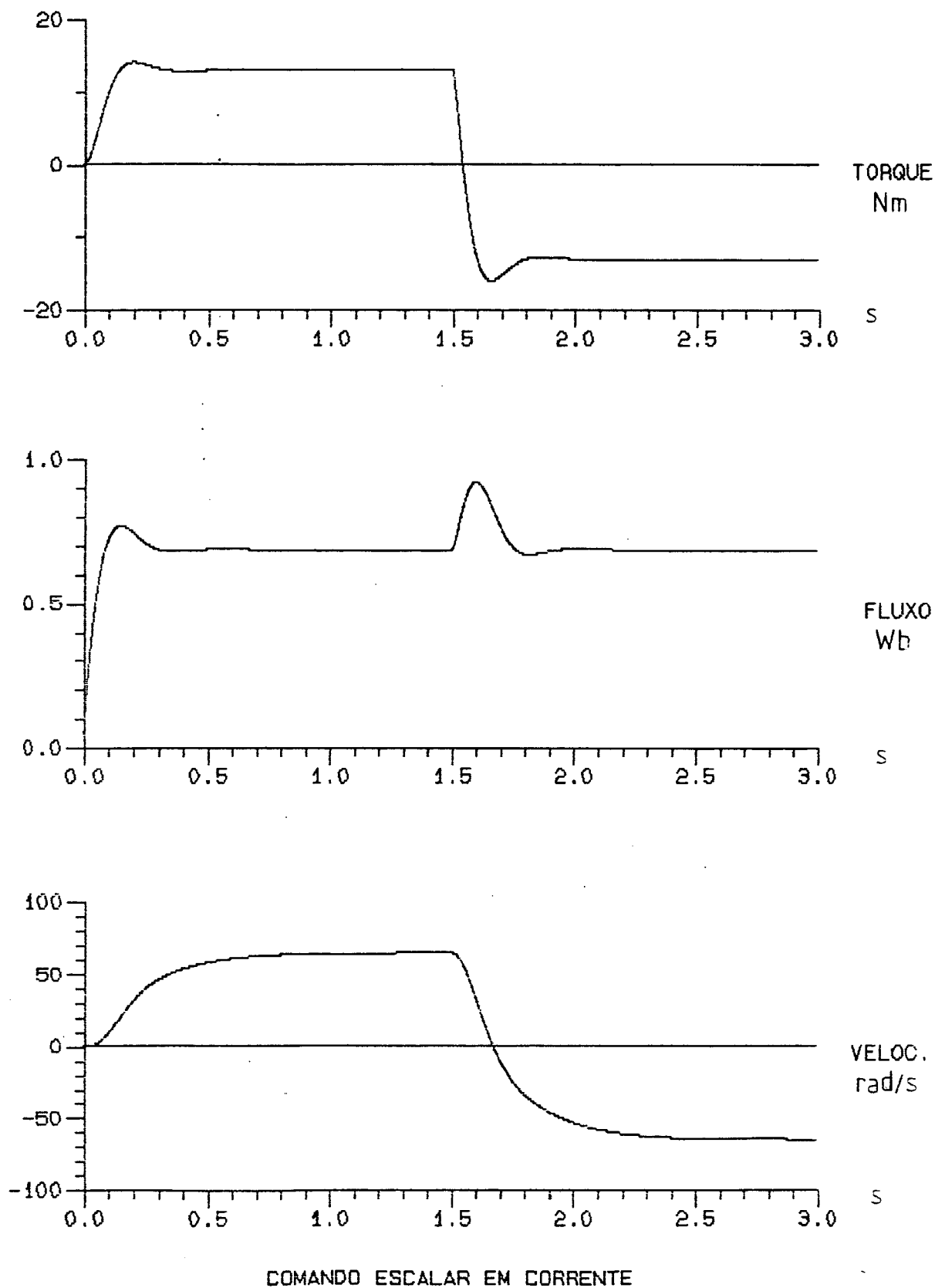


Fig. 2.13 - Motor de indução autopilotado alimentado em corrente

te o processo de inversão (novamente, a alimentação em corrente se mostra melhor que a alimentação em tensão). A variação de fluxo, numa máquina real, alteraria os resultados, visto que modificaria o nível de saturação da máquina. Assim, faz-se necessário um tipo de controle de melhor desempenho não só em torque como também em fluxo, para permitir utilizar o motor de indução em automação. Necessita-se de um modelo que apresente bom desempenho de torque e fluxo não só em regime permanente, mas também nos transitórios.

C A P Í T U L O 3

O MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO EM COORDENADAS DE PARK

- ESTUDO COM REFERENCIAL d NO FLUXO

3.1 - Introdução

A máquina de indução trifásica é representada eletricamente por 6 equações, sendo 3 de tensão de estator e 3 de tensão de rotor [6]. Utilizando-se de coordenadas de PARK, a máquina passa a ser representada por 4 equações elétricas, complexas e de difícil solução [6]. Simulações de modelos de 5ª, 4ª, 3ª e 2ª ordem já foram realizadas e analisadas, onde a redução de ordem nem sempre facilita a solução, além de comprometer os resultados [7].

Para operações em tempo real, tornou-se necessário desenvolver modelos que oferecessem boa precisão de resultados e facilidade de cálculo. Neste sentido, as pesquisas orientam-se atualmente para o modelo de máquinas de indução com a referência situada no fluxo rotórico [8, 9, 10]. Neste capítulo estuda-se o motor de indução com o referencial d (coordenadas de PARK) situado no fluxo estatórico, fluxo mútuo e fluxo rotórico, analisando-se os resultados e mostrando-se porque o fluxo rotórico é o melhor referencial para o nosso objetivo [11]. Por fim, é feita uma simulação do motor de indução para verificação da teoria.

3.2 - A Transformação $\alpha\beta 0$ e a Transformação de PARK

A transformação $\alpha\beta 0$ (ou de Concórdia), e a transformação de PARK, podem ser vistas com detalhes em [6]. No presente estudo, será utilizada a transformação que mantém a potência invariante, além de não utilizarmos o termo de sequência ze-

ro por não interferir no fluxo e torque resultante [6].

A transformação $\alpha\beta 0$ transforma a máquina trifásica numa máquina bifásica equivalente, conforme mostra a Fig.3.1.

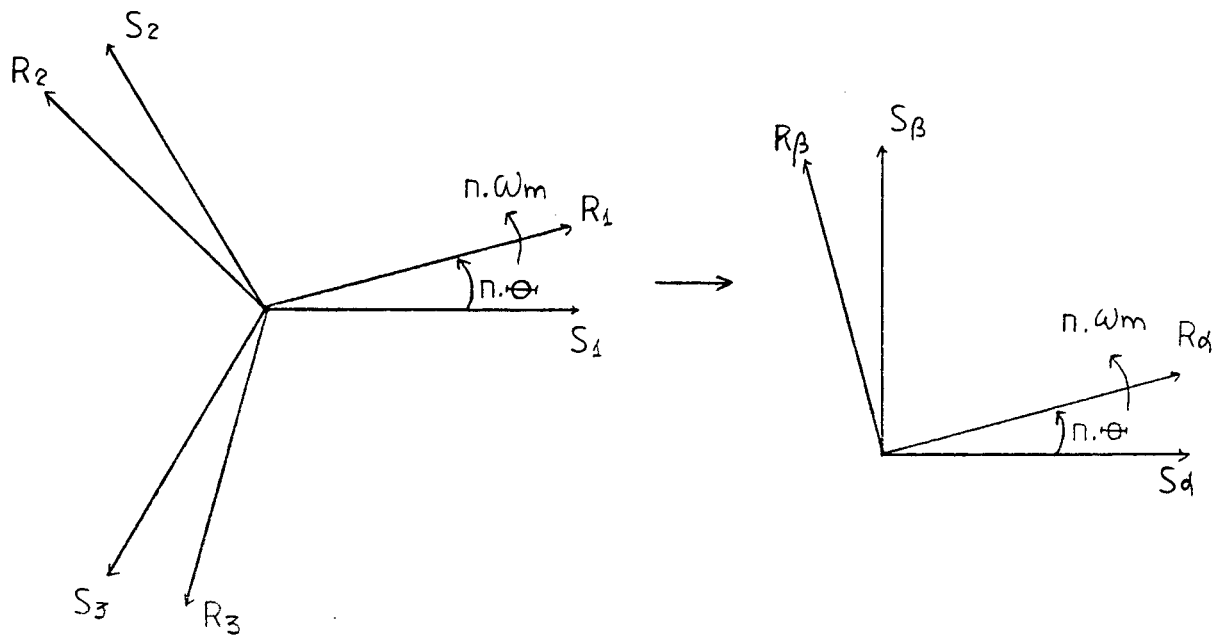


Fig. 3.1 - Transformação $\alpha\beta 0$

As grandezas de estator e rotor em coordenadas $\alpha\beta 0$ são dadas por:

$$[S]_{\alpha\beta} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot [S]_{123} \quad (3.1)$$

$$[R]_{\alpha\beta} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot [R]_{123} \quad (3.2)$$

A transformação de PARK coloca os eixos $\alpha\beta$ de estator e rotor em um mesmo par de eixos pseudo-estacionários, chamado dq, conforme a figura 3.2.

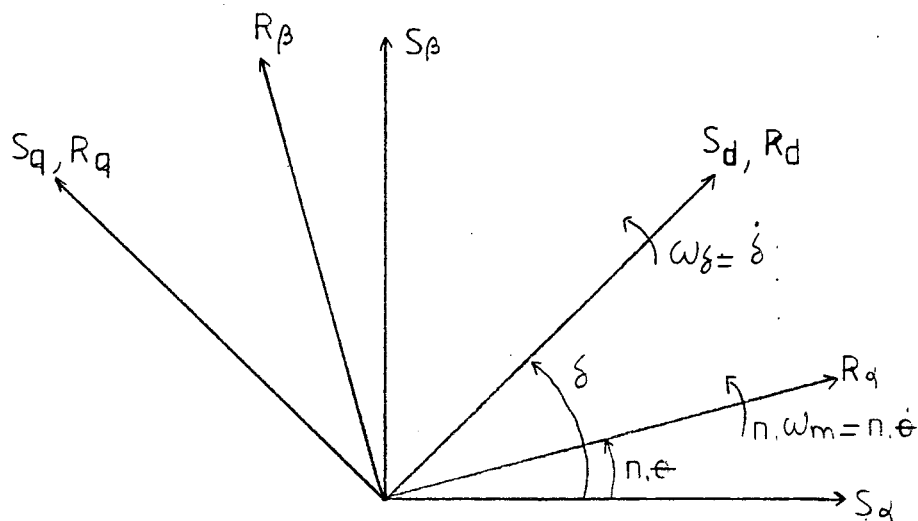


Fig. 3.2 - Transformação de PARK

A matriz de rotação $[\rho(\zeta)]$ é definida como:

$$[\rho(\zeta)] = \begin{bmatrix} \cos \zeta & -\sin \zeta \\ \sin \zeta & \cos \zeta \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

As grandezas de estator e rotor em eixos d_q são dadas por:

$$[S]_{dq} = [\rho(\delta)]^{-1} \cdot [S]_{\alpha\beta} \quad (3.4)$$

$$[R]_{dq} = [\rho(\delta - n \cdot \theta)]^{-1} \cdot [R]_{\alpha\beta} \quad (3.5)$$

Como a matriz de rotação $[\rho(\zeta)]$ é ortogonal, a transformação de PARK mantém a invariância de potência obtida na transformação $\alpha\beta 0$.

As equações de tensão de estator e rotor, com todos os parâmetros já referidos ao primário, valem [6].

$$[v_s]_{dq} = R_s [i_s]_{dq} + \frac{d}{dt} [\phi_s]_{dq} + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} [\phi_s]_{dq} \cdot \dot{\delta} \quad (3.6)$$

$$[v_r]_{dq} = R_R[ir]_{dq} + \frac{d}{dt} [\phi_r]_{dq} + \begin{vmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{vmatrix} [\phi_r]_{dq} \cdot (\dot{\delta} - n\dot{\theta}) \quad (3.7)$$

e o torque:

$$T = n.M(is_q \cdot ir_d - is_d \cdot ir_q) \quad (3.8)$$

onde:

$$[\phi_s]_{dq} = [\rho(\delta)]^{-1} [\phi_s]_{\alpha\beta} \quad (3.9)$$

$$[\phi_s]_{\alpha\beta} = L_S[is]_{\alpha\beta} + M[\rho(\theta)] [ir]_{\alpha\beta} \quad (3.10)$$

Assim:

$$[\phi_s]_{dq} = [\rho(\delta)]^{-1} \{L_S[is]_{\alpha\beta} + M[\rho(n \cdot \theta)] [ir]_{\alpha\beta}\} \quad (3.11)$$

$$[\phi_s]_{dq} = L_S[is]_{dq} + M[ir]_{dq} \quad (3.12)$$

De forma idêntica:

$$[\phi_r]_{dq} = [\rho(\delta - n\theta)]^{-1} \cdot [\phi_r]_{\alpha\beta} \quad (3.13)$$

$$[\phi_r]_{\alpha\beta} = L_R[ir]_{\alpha\beta} + M[\rho(n\theta)]^{-1} [is]_{\alpha\beta} \quad (3.14)$$

$$[\phi_r]_{dq} = L_R[ir]_{dq} + M[is]_{dq} \quad (3.15)$$

Visto o modelo do motor de indução em eixos dq , vamos analisar as equações para o referencial \underline{d} alinhado com o fluxo de estator, fluxo mútuo e fluxo rotórico.

3.3 - Motor de Indução com Referencial no Fluxo Estatórico

O fluxo de estator é dado por:

$$[\phi_s]_{dq} = \begin{bmatrix} \phi_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Utilizando-se a eq.(3.12):

$$\begin{bmatrix} \phi_s \\ 0 \end{bmatrix} = L_S \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \frac{1}{M} \left\{ \begin{bmatrix} \phi_s \\ 0 \end{bmatrix} - L_S \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \right\} \quad (3.18)$$

Substituindo a eq.(3.18) na (3.15):

$$\begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = L_R \cdot \frac{1}{M} \left\{ \begin{bmatrix} \phi_s \\ 0 \end{bmatrix} - L_S \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \right\} + M \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \frac{L_R}{M} \begin{bmatrix} \phi_s \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{M^2 - L_S L_R}{M} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Substituindo a eq.(3.16) na eq.(3.6), temos:

$$v_{sd} = R_S i_{sd} + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (3.21)$$

$$v_{sq} = R_S i_{sq} + \phi_s \cdot \dot{\delta} \quad (3.22)$$

Onde $\dot{\delta} = \omega \delta$ é a velocidade angular do fluxo estatórico.

Substituindo as eqs. (3.18) e (3.20) na eq.(3.7):

- eixo d:

$$v_{rd} = R_R \cdot \frac{1}{M} \cdot (\phi_S - L_S i_{sd}) + \frac{d}{dt} \left\{ \frac{L_R}{M} \phi_S + \frac{M^2 - L_S L_R}{M} i_{sd} \right\} - \frac{M^2 - L_S L_R}{M} \cdot i_{sq} (\dot{\delta} - n\dot{\theta}) \quad (3.23)$$

Desenvolvendo, e lembrando que $v_{rd} = 0$, temos:

$$\begin{aligned} \frac{d\phi_S}{dt} + \frac{R_R}{L_R} \phi_S &= \frac{R_R}{L_R} L_S i_{sd} - (M^2 - L_S L_R) \frac{di_{sd}}{dt} \\ &+ (M^2 - L_S L_R) i_{sq} (\dot{\delta} - n\dot{\theta}) \end{aligned} \quad (3.24)$$

- eixo q:

$$v_{rq} = R_R \cdot \frac{L_S}{M} i_{sq} + \frac{d}{dt} \frac{(M^2 - L_S L_R)}{M} i_{sq} + \left\{ \frac{L_R}{M} \phi_S + \frac{(M^2 - L_S L_R)}{M} i_{sd} \right\} (\dot{\delta} - n\dot{\theta}) \quad (3.25)$$

$$\begin{aligned} \phi_S (\dot{\delta} - n\dot{\theta}) &= - \frac{R_R}{L_R} L_S i_{sq} - (M^2 - L_S L_R) \frac{di_{sq}}{dt} \\ &- (M^2 - L_S L_R) i_{sd} (\dot{\delta} - n\dot{\theta}) \end{aligned} \quad (3.26)$$

Substituindo a eq. (3.18) na eq. (3.8), temos:

$$T = n \cdot M \left[i_{sq} \cdot \frac{1}{M} (\phi_S - L_S i_{sd}) - i_{sd} \cdot \frac{L_S}{M} \cdot i_{sq} \right] \quad (3.27)$$

$$T = n \cdot \phi_S \cdot i_{sq} \quad (3.28)$$

3.4 - Motor de Indução com Referencial no Fluxo Mútuo

O fluxo mútuo é dado por:

$$[\phi_M]_{dq} = \begin{bmatrix} \phi_M \\ 0 \end{bmatrix} = M \left\{ \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \right\} \quad (3.29)$$

Então:

$$\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \frac{1}{M} \begin{bmatrix} \phi_M \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Com a eq. (3.30) na eq.(3.12), temos:

$$[\phi_s]_{dq} = L_S [i_s]_{dq} + M \cdot \left\{ \frac{1}{M} [\phi_M]_{dq} - [i_s]_{dq} \right\} \quad (3.31)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} = (L_S - M) \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_M \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Também usando a eq.(3.30) na eq.(3.15):

$$[\phi_r]_{dq} = L_R \cdot \left\{ \frac{1}{M} [\phi_M]_{dq} - [i_s]_{dq} \right\} + M [i_s]_{dq} \quad (3.33)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = (M - L_R) \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{L_R}{M} \begin{bmatrix} \phi_M \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

Substituindo a eq. (3.32) na eq. (3.6), e desenvolvendo:

$$v_{sd} = R_S \cdot i_{sd} + (L_S - M) \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{d\phi_M}{dt} - (L_S - M) i_{sq} \cdot \dot{\delta} \quad (3.35)$$

$$v_{sq} = R_S \cdot i_{sq} + (L_S - M) \frac{di_{sq}}{dt} + \dot{\delta} [(L_S - M) i_{sd} + \phi_M] \quad (3.36)$$

Desenvolvendo a equação de tensão rotórica, substituindo as eqs. (3.30) e (3.34) na eq. (3.7), com $[v_r]_{dq} = [0]$:

- eixo d:

$$0 = R_R \left[\frac{1}{M} \cdot \phi_M - i_{sd} \right] + \frac{d}{dt} \left[(M - L_R) i_{sd} + \frac{L_R}{M} \phi_M \right] - (M - L_R) i_{sq} (\dot{\delta} - n\dot{\theta}) \quad (3.37)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\phi_M}{dt} + \frac{R_R}{L_R} \phi_M &= \frac{R_R}{L_R} \cdot M \cdot i_{sd} - \frac{M}{L_R} (M - L_R) \frac{di_{sd}}{dt} \\ &+ \frac{M}{L_R} (M - L_R) i_{sq} \cdot (\dot{\delta} - n\dot{\theta}) \end{aligned} \quad (3.38)$$

- eixo q

$$0 = R_R \cdot i_{sq} + \frac{d}{dt} (M - L_R) i_{sq} + [(M - L_R) i_{sd} + \frac{L_R}{M} \phi_M] (\dot{\delta} - n\dot{\theta}) \quad (3.39)$$

$$\begin{aligned} \phi_M (\dot{\delta} - n\dot{\theta}) &= \frac{R_R}{L_R} \cdot M \cdot i_{sq} - \frac{M}{L_R} (M - L_R) \frac{di_{sq}}{dt} \\ &- \frac{M}{L_R} (M - L_R) i_{sd} (\dot{\delta} - n\dot{\theta}) \end{aligned} \quad (3.40)$$

Com a eq. (3.30) na eq. (3.8):

$$T = n.M \left[i_{sq} \cdot \left(\frac{1}{M} \phi_M - i_{sd} \right) - i_{sd} \cdot - i_{sq} \right] \quad (3.41)$$

$$T = n \cdot \phi_M \cdot i_{sq} \quad (3.42)$$

3.5 - Motor de Indução com Referencial no Fluxo Rotórico

Com o eixo d alinhado com o fluxo rotótico, temos:

$$[\phi_r]_{dq} = \begin{bmatrix} \phi_r \\ 0 \end{bmatrix} = L_R \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

Logo:

$$\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_R} \begin{bmatrix} \phi_r \\ 0 \end{bmatrix} - \frac{M}{L_R} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

Levando a eq. (3.44) na eq. (3.12):

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} = L_S \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + M \left\{ \frac{1}{L_R} \begin{bmatrix} \phi_r \\ 0 \end{bmatrix} - \frac{M}{L_R} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \right\} \quad (3.45)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} = \frac{(L_S L_R - M^2)}{L_R} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{M}{L_R} \begin{bmatrix} \phi_r \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

Com a eq. (3.46) na eq. (3.6), e desenvolvendo:

$$v_{sd} = R_S i_{sd} + \frac{(L_S L_R - M^2)}{L_R} \left[\frac{di_{sd}}{dt} - i_{sq} \cdot \dot{\delta} \right] + \frac{M}{L_R} \cdot \frac{d\phi_r}{dt} \quad (3.47)$$

$$v_{sq} = R_S i_{sq} + \frac{(L_S L_R - M^2)}{L_R} \left[\frac{di_{sq}}{dt} + i_{sd} \cdot \dot{\delta} \right] + \frac{M}{L_R} \phi_r \cdot \dot{\delta} \quad (3.48)$$

Por sua vez, levando a eq. (3.44) na eq. (3.7), com

$$[v_r]_{dq} = 0:$$

- eixo d:

$$0 = R_R \frac{1}{L_R} \left\{ \phi_r - M i_{sd} \right\} + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (3.49)$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} + \frac{R_R}{L_R} \phi_r = \frac{R_R}{L_R} \cdot M \cdot i_{sd} \quad (3.50)$$

- eixo q:

$$0 = R_R \cdot - \frac{M}{L_R} i_{sq} + \phi_r (\dot{\delta} - n\dot{\theta}) \quad (3.51)$$

$$\phi_r (\dot{\delta} - n\dot{\theta}) = \frac{R_R}{L_R} \cdot M \cdot i_{sq} \quad (3.52)$$

Levando ainda a eq. (3.44) na eq. (3.8):

$$T = n \cdot M \left(i_{sq} \cdot \left[\frac{\phi_r}{L_R} - \frac{M}{L_R} i_{sd} \right] - i_{sd} \cdot - \frac{M}{L_R} i_{sq} \right) \quad (3.53)$$

$$T = n \cdot \frac{M}{L_R} \cdot \phi_r \cdot i_{sq} \quad (3.54)$$

3.6 - Análise dos Resultados

Agora que deduzimos as equações para os 3 referenciais definidos, vamos traduzi-las.

As equações (3.21), (3.22), (3.35), (3.36), (3.47) e (3.48) nos fornecem a tensão de estator no referencial d_q escolhido. O referencial no fluxo estatórico nos fornece as equações de tensão mais simples.

As equações (3.24), (3.38) e (3.50) apresentam termos com derivada do fluxo, representando portanto a dinâmica de fluxo da máquina. O aspecto mais importante é que apenas o modelo com referencial no fluxo rotórico apresenta uma dinâmica de fluxo que depende de apenas uma das correntes estatóricas (i_{sd}). Nos outros dois modelos o fluxo depende ao mesmo tempo de i_{sd} e i_{sq} . As equações (3.26), (3.40) e (3.52) nos fornecem a velocidade angular do fluxo ($\dot{\delta}$) em função das grandezas da máquina, e consequentemente a posição do referencial d utilizado.

Por fim, as equações (3.28), (3.42) e (3.54) nos fornecem o torque produzido pela máquina. Observa-se que, se mantermos o fluxo constante, o torque pode ser controlado apenas pela corrente i_{sq} . Porém, apenas no modelo com referencial no fluxo rotórico a variação de i_{sq} não altera o fluxo. Esta é a razão pela qual este é o referencial escolhido: atuações na malha de torque não tem influência na malha de fluxo.

3.7 - Equações da Máquina com Referencial no Fluxo Rotórico

Definido o referencial, vamos reescrever as equações de interesse:

das eqs. (3.50), (3.52) e (3.54):

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{R_R}{L_R} (M \cdot i_{sd} - \phi_r) \quad (3.55)$$

$$\frac{d\delta}{dt} = \frac{R_R}{L_R} \frac{M \cdot i_{sq}}{\phi_R} + n \cdot \omega_m \quad (3.56)$$

$$T = n \cdot \frac{M}{L_R} \cdot \phi_r \cdot i_{sq} \quad (3.57)$$

3.8 - Comentários

Com o motor de indução referenciado ao campo rotórico, e utilizando-se de manipulações matemáticas, as equações elétricas do modelo de PARK de 4ª ordem, com alto grau de acoplamento entre si, ficam reduzidas a duas equações diferenciais simples (3.55, 3.56).

Observando-se a eq. (3.55), vemos que o fluxo rotórico pode ser controlado apenas controlando-se a corrente i_{sd} . A equação (3.56), por sua vez, é importante por possibilitar o cálculo do ângulo de deslocamento do fluxo rotórico em relação a um referencial fixo no estator, o ângulo δ necessário para a obtenção das correntes i_{sd} e i_{sq} . Finalmente, a equação (3.57) fornece o torque produzido na máquina. Analisando-a vemos que se mantermos o fluxo constante, o torque será função apenas da corrente i_{sq} , podendo através dela ser controlado.

Ou seja, obteve-se equações simples similares às do motor de corrente contínua, onde também temos uma corrente ditando o fluxo e outra a ditar o torque [12]. Assim, em termos básicos podemos utilizar as mesmas estruturas de controle do motor C.C., com a grande vantagem de estarmos usando um motor de grande robustez e sem contatos mecânicos, em oposição ao motor C.C..

Na figura 3.3 a seguir, é mostrado o diagrama fasorial com as correntes i_{sd} , i_{sq} e o fluxo ϕ_r , com referencial no fluxo rotórico. Nas correntes, temos a seguinte relação:

A Fig. 3.4 apresenta o diagrama em blocos da simulação realizada. Os dados da simulação estão no apêndice A.

A Fig. 3.5 mostra as curvas de torque e fluxo calculadas pelos dois modelos, superpostos. Verifica-se que são idênticas, sendo impossível distingui-las. Além disso, é apresentada a curva da velocidade mecânica do motor (ω_m), e da velocidade do fluxo rotórico ($\dot{\delta}$).

Assim, observando-se a igualdade das curvas, verifica-se a exatidão do modelo estudado. (a igualdade das curvas era esperada, já que apenas foi mudado o referencial).

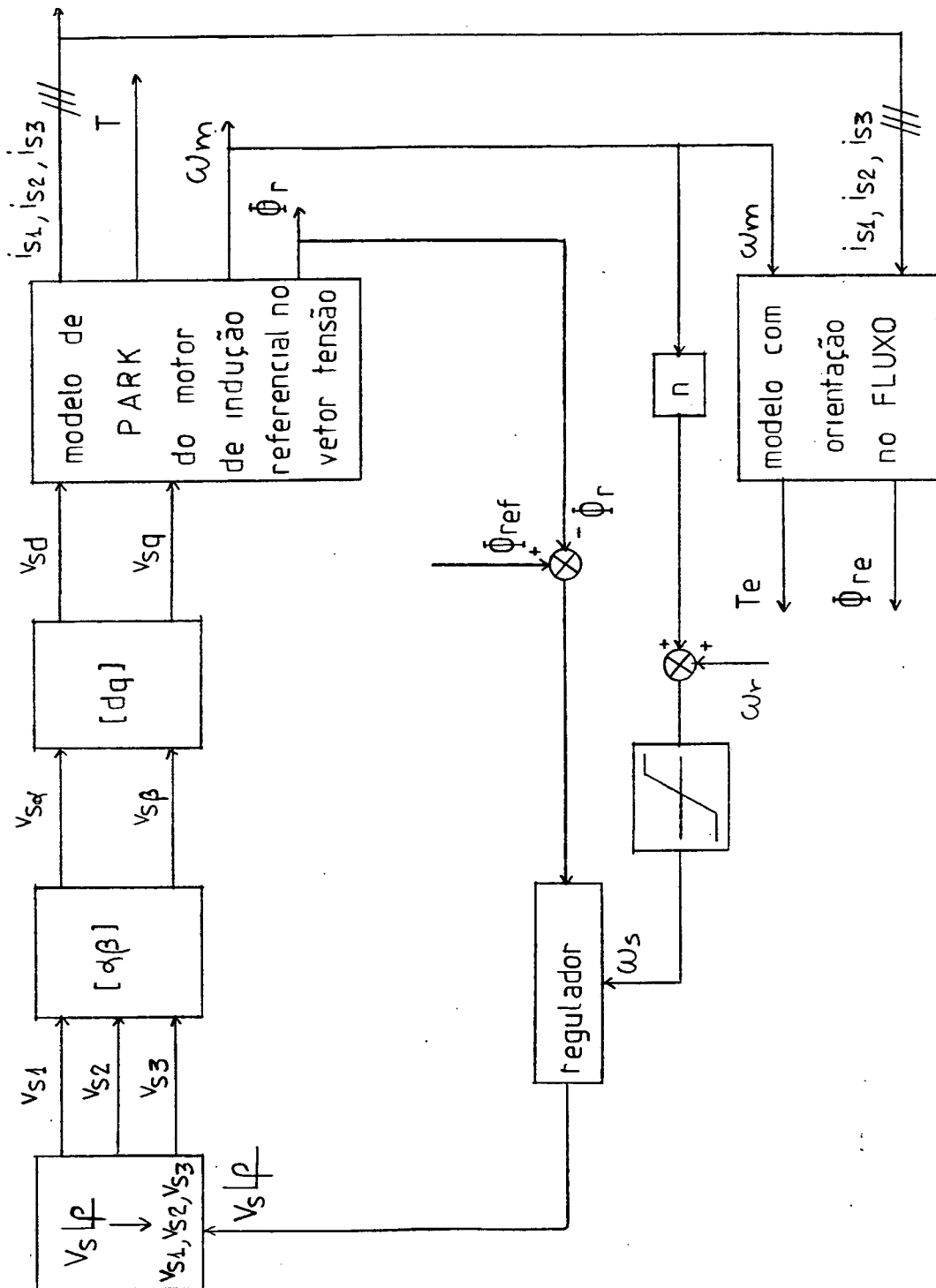
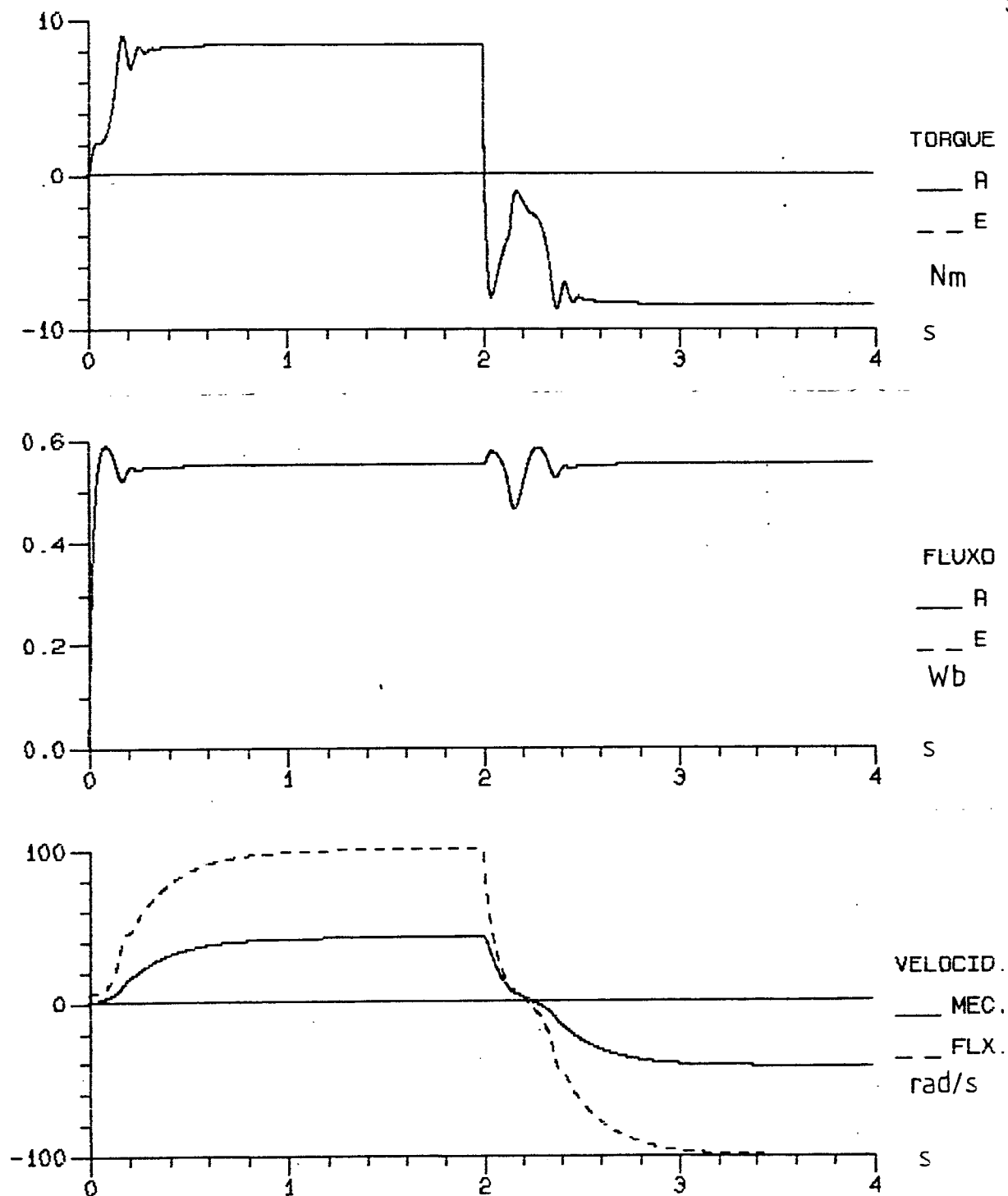


Fig. 3.4 - Diagrama em blocos da simulação para verificação do modelo com referencial no fluxo do rotor



GRANDEZAS REAIS (R) E ESTIMADAS (E) DO MOTOR DE INDUCAO AUTOPILOTADO

Fig. 3.5 - Curvas torque, fluxo, velocidade mecânica e velocidade angular do motor de indução. As linhas cheias são grandezas reais e as linhas tracejadas são grandezas obtidas através do modelo com referencial no fluxo rotórico.

C A P Í T U L O 4

COMANDO VETORIAL DO MOTOR DE INDUÇÃO

4.1 - Introdução

O comando do motor de indução chamado de "VETORIAL" [3] é aquele em que o acionamento em torque e fluxo é feito a partir do modelo com referencial no fluxo do rotor. Assim, não se controla apenas o módulo da grandeza de alimentação (tensão ou corrente), mas também sua posição (portanto, é tratado como vetor).

Como as grandezas torque e fluxo são diretamente ligadas a correntes (eqs. (3.55), (3.56) e (3.57)), inicialmente se rá estudado o acionamento em corrente, e depois o acionamento em tensão.

4.2 - Acionamento em Corrente do Motor de Indução

4.2.1 - Comando Vetorial Indireto

O comando do motor de indução é dito "INDIRETO" [3] quando as grandezas eletromecânicas (fluxo e torque) são impostas sem realimentação (comandadas indiretamente), a partir dos valores de referência.

Considerando o motor trabalhando com fluxo constante, devemos ter, a partir da eq.(3.55):

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{R_R}{L_R} (M.i_{sd} - \phi_r) = 0 \quad (4.1)$$

$$\therefore \phi_r = M.i_{sd} \quad (4.2)$$

Assim:

$$is_d = \frac{\phi_r}{M} \quad (4.3)$$

Por outro lado, trabalhando com a eq. (3.57):

$$T = n \cdot \frac{M}{L_R} \cdot \phi_r \cdot is_q \quad (4.4)$$

$$\therefore is_q = \frac{L_R}{n \cdot M} \cdot \frac{T}{\phi_r} \quad (4.5)$$

Substituindo (4.5) em (3.56):

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_\delta = \frac{R_R}{L_R} \cdot M \cdot \frac{L_R}{nM} \cdot \frac{T}{\phi_r^2} + n \cdot \omega_m \quad (4.6)$$

$$\therefore \omega_\delta = \frac{R_R}{n} \cdot \frac{T}{\phi_r^2} + n \cdot \omega_m \quad (4.7)$$

Onde ω_δ é a velocidade síncrona (ω_s) do fluxo rotórico. A frequência angular de escorregamento, então, vale:

$$\omega_r = \omega_s - n \cdot \omega_m \quad (4.8)$$

$$\omega_r = \frac{R_R}{n} \cdot \frac{T}{\phi_r^2} \quad (4.9)$$

A partir dos valores de referência de fluxo (ϕ_{rref}) e de torque (T_{ref}), temos:

$$\omega_r = \frac{R_R}{n} \cdot \frac{T_{ref}}{\phi_{rref}^2} \quad (4.10)$$

$$\omega_\delta = \omega_s = \frac{R_R}{n} \cdot \frac{T_{ref}}{\phi_{rref}^2} + n \cdot \omega_m \quad (4.11)$$

E também, a partir das eqs. (4.3) e (4.5):

$$I_{sd} = \frac{\phi_r \text{ ref}}{M} \quad (4.12)$$

$$I_{sq} = \frac{L_R}{n.M} \cdot \frac{T_{ref}}{\phi_r \text{ ref}} \quad (4.13)$$

A partir das equações (4.11), (4.12) e (4.13) podemos realizar o comando vetorial indireto do motor de indução, pois impomos torque e fluxo desejados sem realimentação de grandezas. O diagrama em blocos desse acionamento é visto na Fig.4.1:

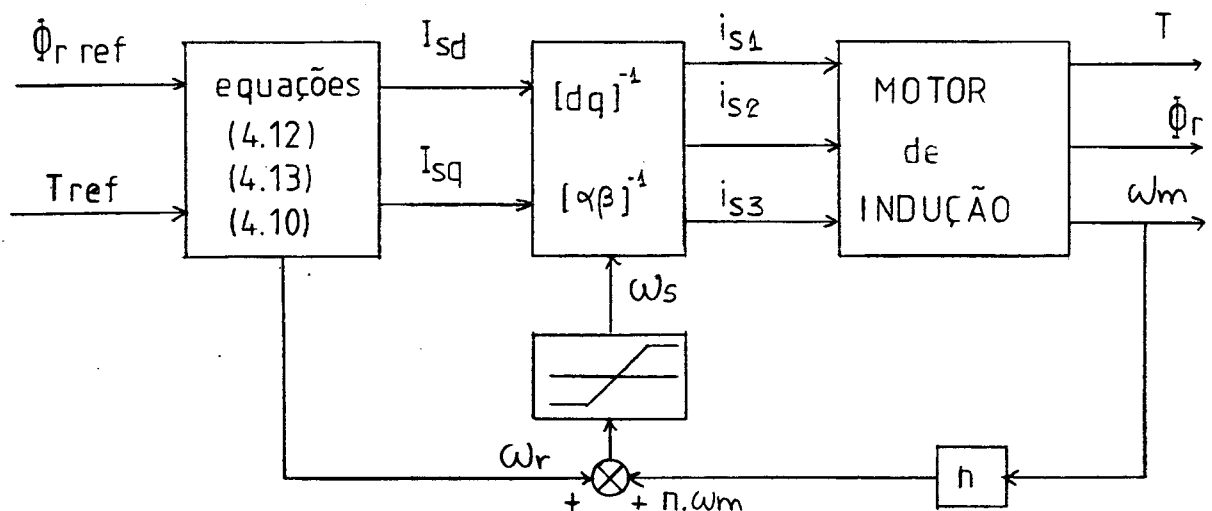


Fig. 4.1 - Diagrama de blocos do acionamento vetorial indireto em corrente do motor de indução

Foram realizadas simulações numéricas para verificação do desempenho do comando.

Nas respostas apresentadas, o eixo das abscissas representa o tempo, em segundos. No eixo das ordenadas, a velocidade é expressa em [rad/s], o fluxo em [Wb] e o torque em [N.m].

Os dados da simulação estão no apêndice A. Os resultados de torque, velocidade e fluxo podem ser vistos na Fig. 4.2.

Como se pode observar, após o transitório inicial de estabelecimento do fluxo, o modelo apresenta excelentes resultados.

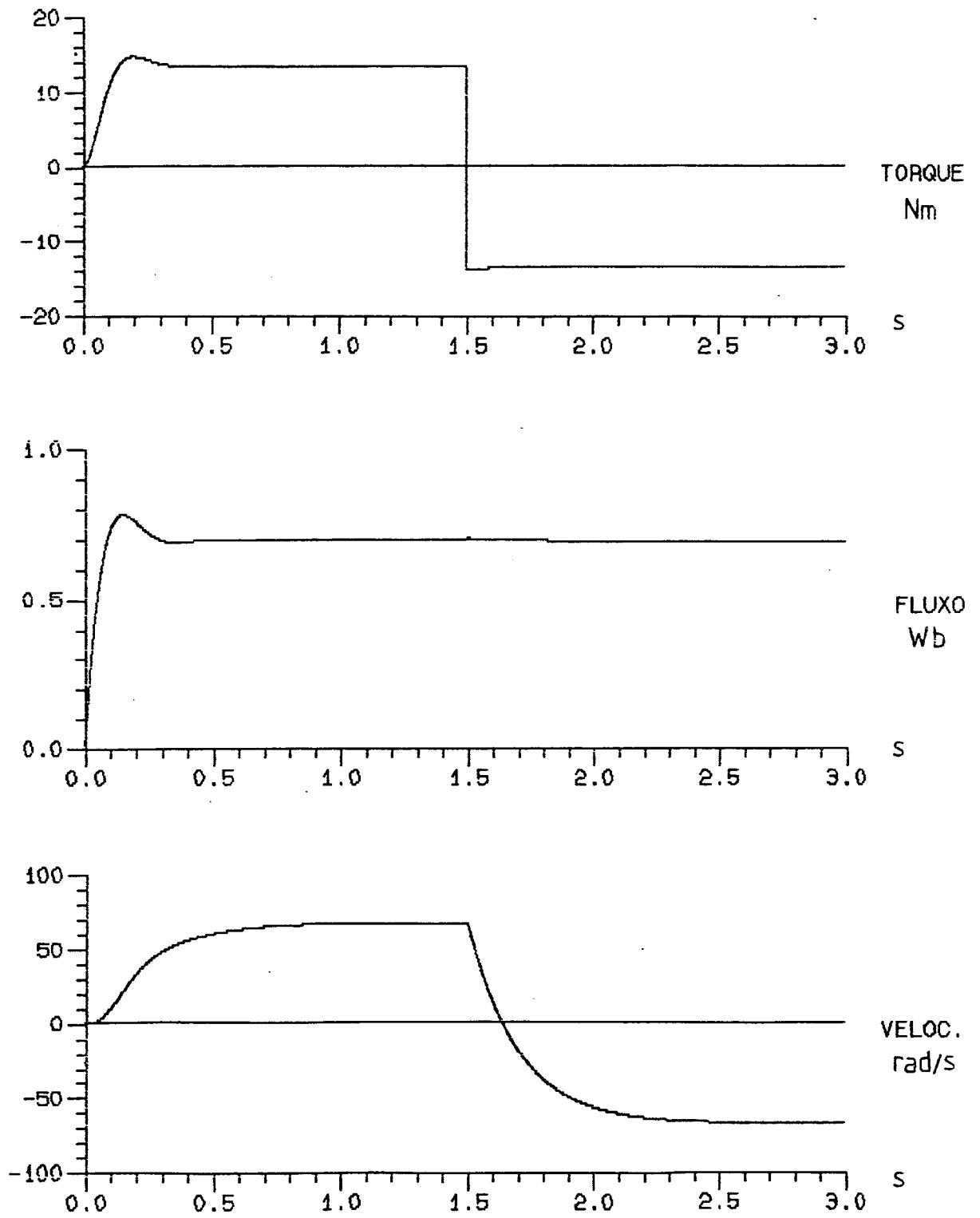


Fig. 4.2 - Comando Vetorial Indireto

4.2.2 - Comando Vetorial Indireto com Controle de Velocidade

Se, após estabelecido o fluxo, as grandezas de saída seguem fielmente às referências, podemos facilmente implementar um controle de velocidade.

A equação mecânica do motor pode ser escrita como:

$$J \frac{d\omega}{dt} + B\omega = T - T_C \quad (4.14)$$

Aplicando transformada de Laplace:

$$\omega(J.S + B) = T - T_C \quad (4.14)$$

$$\therefore \omega = \frac{T - T_C}{J.S + B} \quad (4.15)$$

Cujo diagrama de blocos é visto na Fig. 4.3:

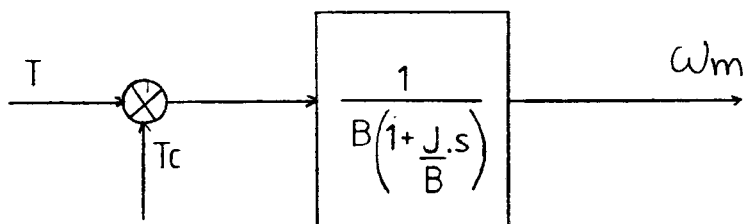


Fig. 4.3 - Diagrama de blocos da equação de movimento do motor

Se quisermos regular a velocidade, passaremos a ter o seguinte diagrama de blocos (Fig. 4.4):

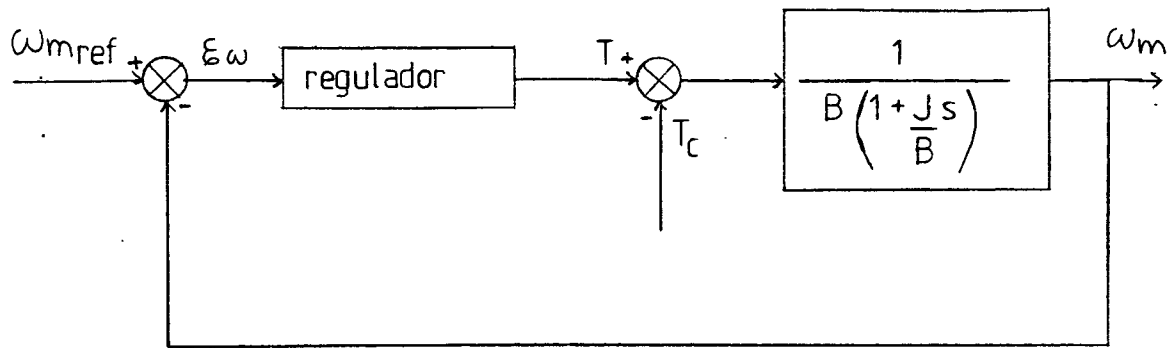


Fig. 4.4 - Diagrama de blocos de controle de velocidade do motor de indução com comando vetorial indireto

Isso é possível utilizando o valor de saída do regulador como torque de referência (T_{ref}) na estrutura da Fig.4.1

4.2.2.1 - Regulador PI de Velocidade

Se quisermos um erro estático de velocidade nulo, devemos utilizar um regulador de velocidade proporcional-integral (PI).

O regulador PI em Laplace é escrito como:

$$R_{\omega} = \frac{K_{\omega}(1+T_{\omega}S)}{T_{\omega}.S} \quad (4.16)$$

Como estratégia de projeto, será feito um cancelamento pólo-zero. Assim:

$$T_{\omega} = \frac{J}{B} \quad (4.17)$$

A função de transferência é dada por:

$$\frac{\omega_m}{\omega_m \text{ ref}} = \frac{\frac{K_\omega (1+T_\omega \cdot S)}{T_\omega \cdot S \cdot B \cdot (1+J \cdot S/B)}}{1 + \frac{K_\omega (1+T_\omega \cdot S)}{T_\omega \cdot S \cdot B (1+\frac{J}{B} \cdot S)}} \quad (4.18)$$

$$\frac{\omega_m}{\omega_m \text{ ref}} = \frac{K}{T_\omega \cdot B \cdot S + K_\omega} \quad (4.19)$$

Substituindo a eq. (4.17) na eq. (4.19):

$$\frac{\omega_m}{\omega_m \text{ ref}} = \frac{K_\omega}{J \cdot S + K_\omega} \quad (4.20)$$

Escolhendo um tempo de estabilização em quatro constantes de tempo:

$$t_s = 4\tau_\omega \quad (\tau_\omega = J/K_\omega) \quad (4.21)$$

$$t_s = 4 \cdot \frac{J}{K_\omega} \quad (4.22)$$

$$\therefore K_\omega = \frac{4J}{t_s} \quad (4.23)$$

Assim, escolhendo o tempo de estabilização desejado, projeta-se o regulador PI necessário.

Como exemplo, utilizando o motor da simulação da Fig. 4.1:

$$J = 0,04 \text{ [N.m/rad/s}^2\text{]} \quad (4.24)$$

$$B = 0,02 \text{ [N.m/rad/s]} \quad (4.25)$$

$$T_w = \frac{0,04}{0,2} = 0,2 \quad (4.26)$$

Para um tempo de estabilização em 100[ms]:

$$K_w = \frac{4 \times 0,04}{0,1} = 1,6 \quad (4.27)$$

O diagrama em blocos do comando vetorial indireto em corrente com regulação de velocidade é visto na Fig.4.5.

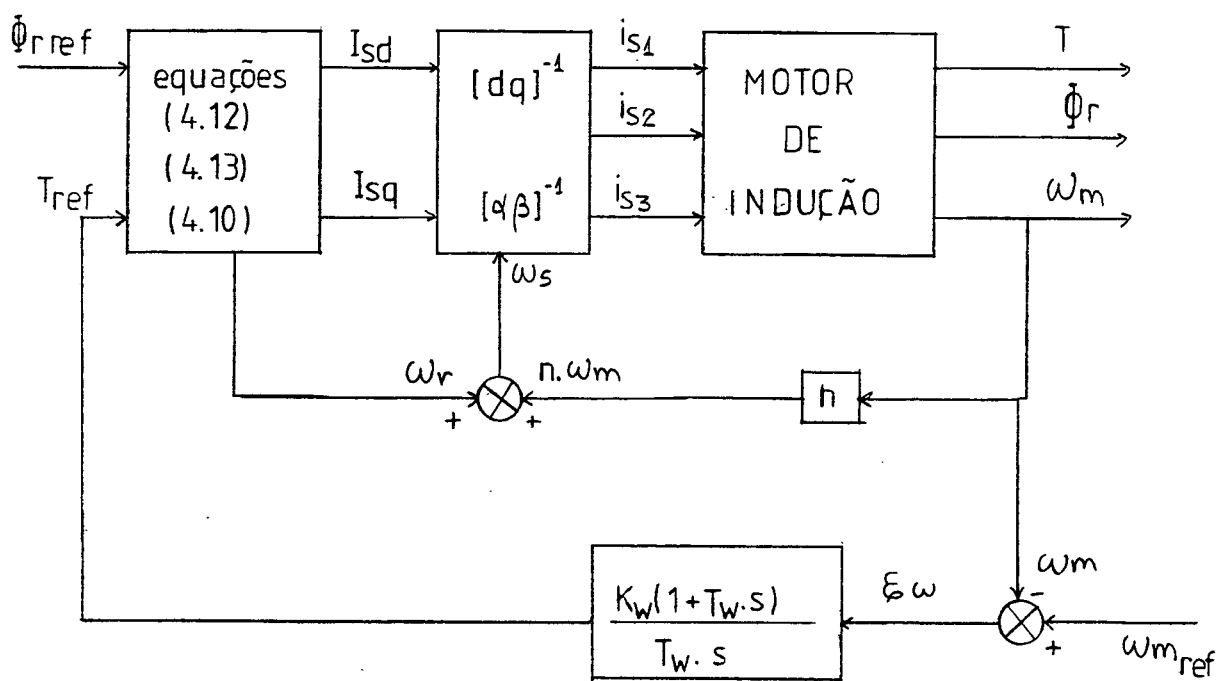


Fig. 4.5 - Diagrama em blocos do comando vetorial indireto com controle de velocidade

Convém observar que em todos os reguladores PI do presente capítulo utilizou-se uma estrutura de eliminação da sobrecarga da ação integral [14]. (Na figura 4.7.b será mostrada a resposta para regulador PI com e sem a referida estrutura).

4.2.2.2 - Regulador Proporcional de Velocidade

Se a precisão da resposta de velocidade não é necessária (por exemplo, se o interesse é controle de posição), podemos utilizar um controlador proporcional de velocidade.

A função de transferência para o esquema da Figura 4.4, com regulador P de velocidade, vale:

$$\frac{\omega_m}{\omega_{m \text{ ref}}} = \frac{\frac{K_\omega}{B(1 + \frac{J}{B} S)}}{1 + \frac{K_\omega}{B(1 + \frac{J}{B} S)}} \quad (4.28)$$

$$\frac{\omega_m}{\omega_{m \text{ ref}}} = \frac{K_\omega}{(B + J.S) + K_\omega} \quad (4.29)$$

$$\frac{\omega_m}{\omega_{m \text{ ref}}} = \frac{K_\omega}{J.S + (B + K_\omega)} \quad (4.30)$$

Em regime permanente, temos ($S \rightarrow 0$):

$$\frac{\omega_m}{\omega_{m \text{ ref}}} = \frac{K_\omega}{B + K_\omega} \quad (4.30)$$

$$\epsilon_\omega = \omega_{m \text{ ref}} - \omega_m \quad (4.31)$$

$$\epsilon_\omega = \omega_{m \text{ ref}} \left(1 - \frac{K_\omega}{B + K_\omega} \right) \quad (4.32)$$

$$\epsilon_\omega = \omega_{m \text{ ref}} \left(\frac{B + K_\omega - K_\omega}{B + K_\omega} \right) \quad (4.33)$$

$$\epsilon \omega (B + K_{\omega}) = B \omega_m \text{ ref} \quad (4.34)$$

$$K_{\omega} = B \left(\frac{\omega_m \text{ ref}}{\epsilon \omega} - 1 \right) \quad (4.35)$$

A partir da eq. (4.35), definindo o erro desejado na velocidade, em regime permanente, calcula-se o ganho proporcional K_{ω} .

Como exemplo, para o motor do caso anterior, e um erro de 1%:

$$K_{\omega} = 0,2 \left(\frac{\omega_m \text{ ref}}{0,01 \cdot \omega_m \text{ ref}} - 1 \right) \quad (4.36)$$

$$K_{\omega} = 19,8 \quad (4.37)$$

Na figura 4.6 são mostrados os resultados de simulação com reguladores PI e P a uma alteração na referência que não sature o PI.

Na Fig. 4.7a temos os resultados a uma inversão de velocidade, onde se observa que os tempos de alteração de velocidade não são obtidos devido à saturação do regulador de velocidade. Na figura 4.7b, mostra-se a resposta de velocidade para regulador PI com e sem estrutura de eliminação de sobrecarga da ação integral [14].

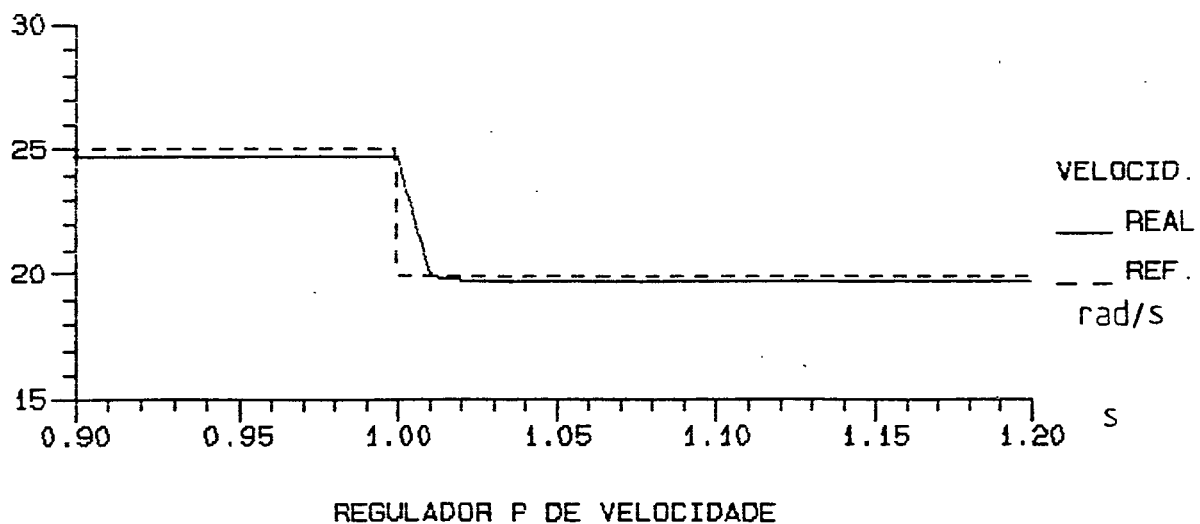
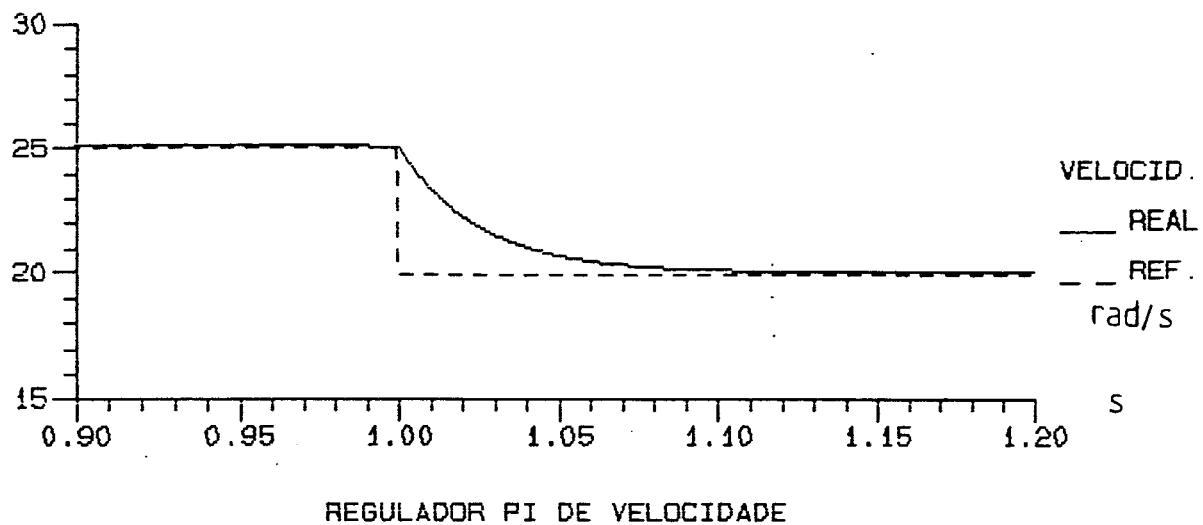


Fig. 4.6 - Comando Vetorial Indireto em Corrente com
Variação na Referência de Velocidade

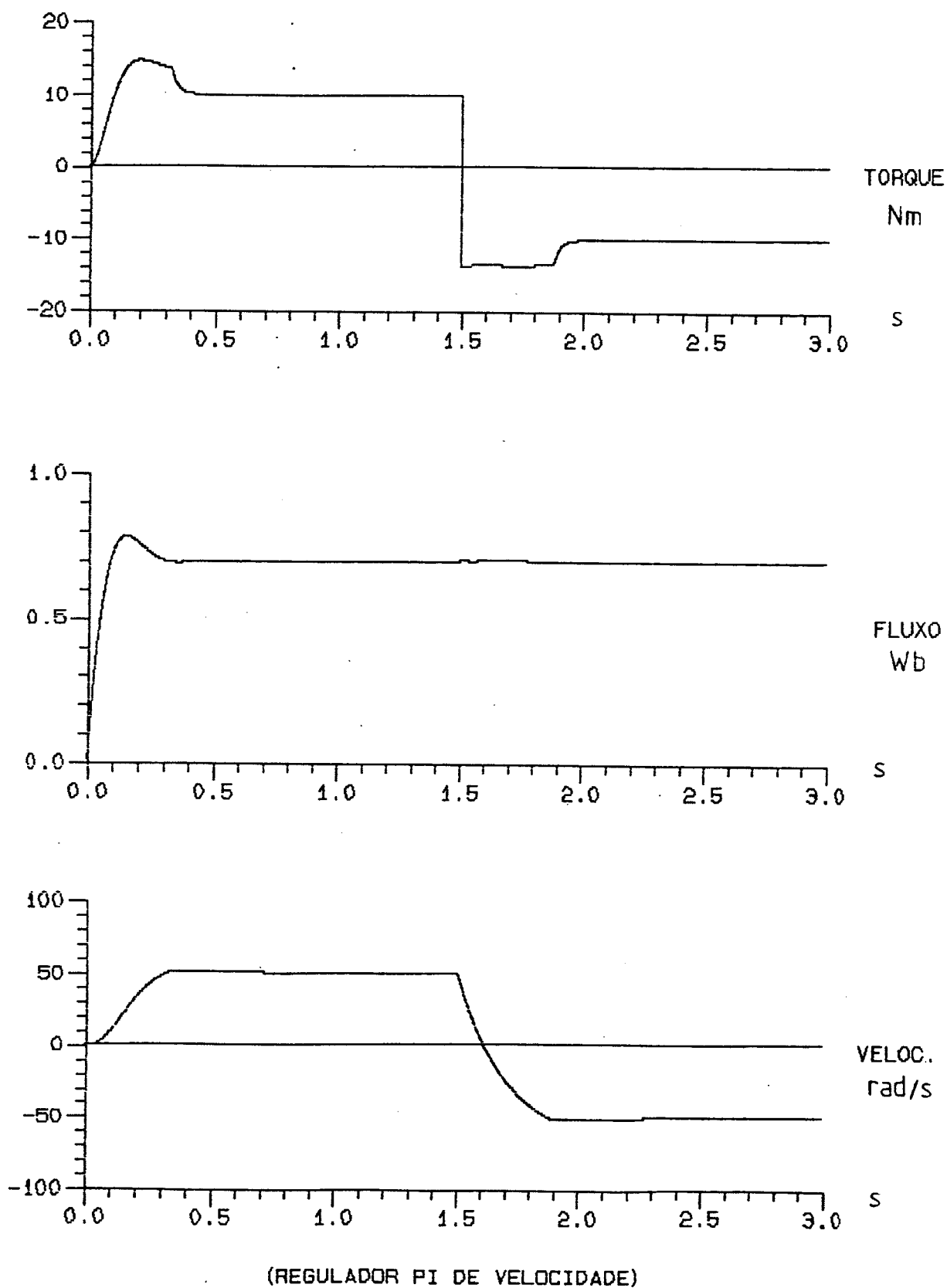
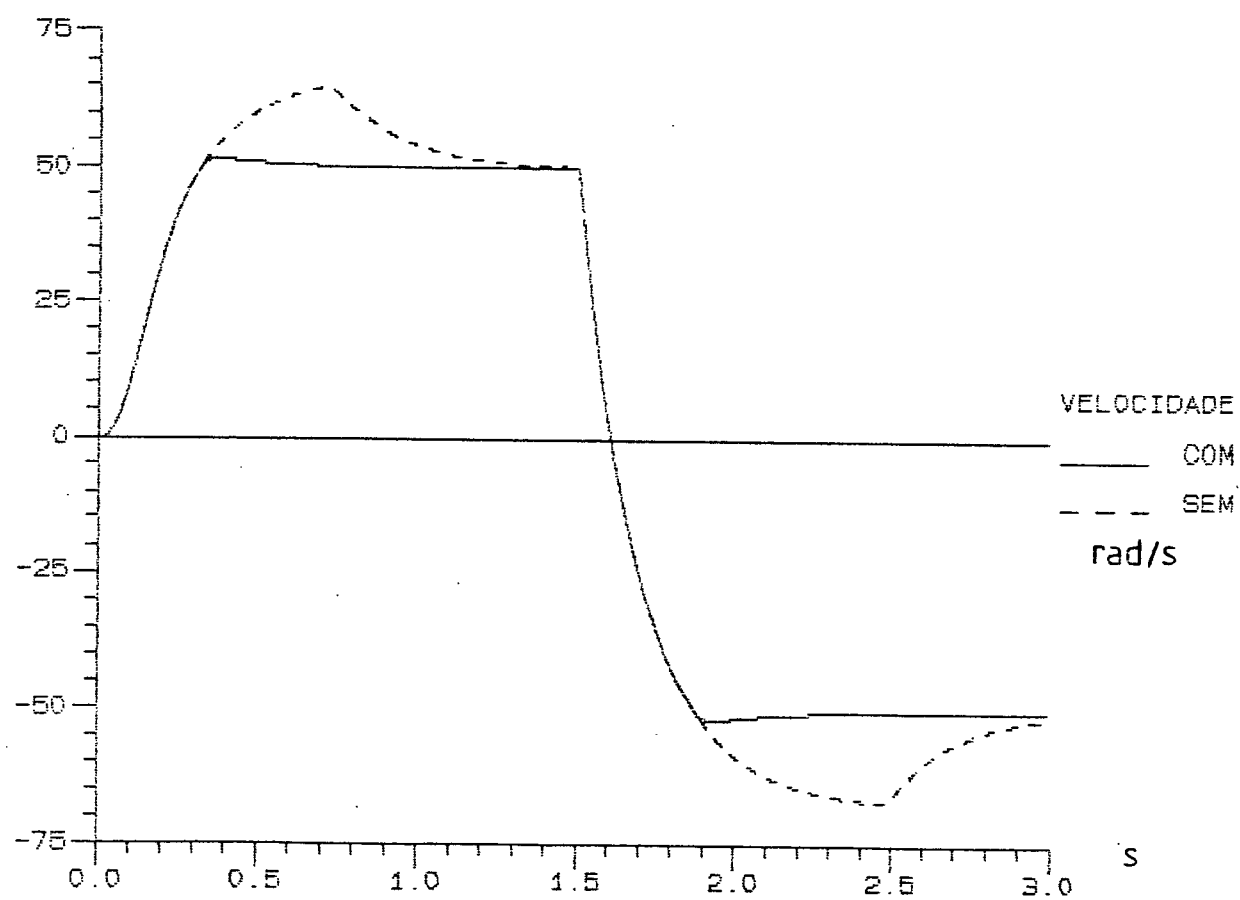


Fig. 4.7a - Comando Vetorial Indireto em Corrente
com Inversão de Velocidade



RESULTADO DE VELOCIDADE COM E SEM ELIMINACAO DE SOBRECARGA DO PI

Fig. 4.7b - Resposta de velocidade para regulador PI com e sem estrutura de eliminação de sobrecarga da ação integral

4.2.3 - Comando Vetorial Direto

O comando "DIRETO" [3] do motor de indução é aquele em que ocorre realimentação de grandezas eletromecânicas (fluxo e torque).

Para o presente estudo, mais uma vez utilizaremos as equações (3.55) e (3.57)

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{R_R}{L_R} \cdot (M \cdot i_{sd} - \phi_r) \quad (4.38)$$

$$T = n \frac{M}{L_R} \cdot \phi_r \cdot i_{sq} \quad (4.39)$$

4.2.3.1 - Controle de Fluxo

Aplicando transformada de Laplace à eq. (4.38), com condições iniciais nulas:

$$S \cdot \phi_r = \frac{R_R}{L_R} M \cdot I_{sd} - \frac{R_R}{L_R} \cdot \phi_r \quad (4.40)$$

$$\phi_r \cdot \left(S + \frac{R_R}{L_R} \right) = \frac{R_R}{L_R} \cdot M \cdot I_{sd} \quad (4.41)$$

$$\phi_r = \frac{R_R}{L_R} \cdot \frac{M \cdot I_{sd}}{\left(S + \frac{R_R}{L_R} \right)} \quad (4.41)$$

$$\frac{\phi_r}{I_{sd}} = \frac{M}{\left(\frac{L_R}{R_R} S + 1 \right)} \quad (4.42)$$

A malha de fluxo, incluindo regulador de fluxo, fica:

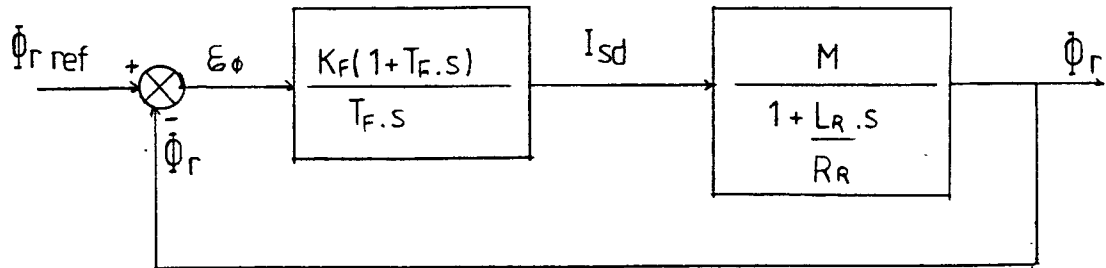


Fig. 4.8 - Diagrama de blocos do controle de fluxo

4.2.3.1.1 - Regulador PI de Fluxo

$$\frac{\Phi_r}{\Phi_{r \text{ ref}}} = \frac{\frac{K_F \cdot M(1 + T_F \cdot S)}{T_F S (1 + \frac{L_R}{R_R} S)}}{1 + \frac{K_F M(1 + T_F S)}{T_F S(1 + \frac{L_R}{R_R} S)}} \quad (4.43)$$

Utilizando como estratégia de controle cancelamento pólo-zero:

$$T_F = \frac{L_R}{R_R} \quad (4.44)$$

$$\frac{\Phi_r}{\Phi_{r \text{ ref}}} = \frac{K_F \cdot M}{T_F \cdot S + K_F \cdot M} \quad (4.45)$$

$$\frac{\Phi_r}{\Phi_{r \text{ ref}}} = \frac{1}{1 + \frac{T_F}{K_F \cdot M} \cdot S} \quad (4.46)$$

A constante de tempo da função de transferência vista na eq. (4.46) vale:

$$\tau_F = \frac{T_F}{K_F \cdot M} \quad (4.47)$$

Definindo um tempo de estabilização t_s :

$$t_s = 4\tau_F \quad (4.47)$$

$$t_s = \frac{4 T_F}{K_F \cdot M} \quad (4.48)$$

$$K_F = \frac{4 K_F}{t_s \cdot M} \quad (4.49)$$

As equações (4.44) e (4.49) definem o regulador PI de fluxo. Como exemplo, para o motor sob simulação:

$$T_F = \frac{0,094}{1,14} = 0,0825 \quad (4.50)$$

Para $t_s = 10\text{ms}$:

$$K_F = \frac{4 \times 0,0825}{0,091 \times 0,01} = 362,6 \quad (4.51)$$

4.2.3.1.2 - Regulador P de Fluxo

Se um pequeno erro no fluxo é aceitável, podemos utilizar um regulador proporcional de fluxo. Para o diagrama de blocos da Fig. 4.8, com regulador P, temos:

$$\frac{\phi_r}{\phi_{r \text{ ref}}} = \frac{\frac{M.K_F}{S T_R + 1}}{1 + \frac{M.K_F}{S T_R + 1}} \quad (4.52)$$

$$\frac{\phi_r}{\phi_{r \text{ ref}}} = \frac{M.K_F}{S T_R + 1 + M.K_F} \quad (4.53)$$

Como:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{S \rightarrow 0} S.F(s) \quad (4.54)$$

temos, para uma referência em degrau:

$$\phi_r(\infty) = \lim_{S \rightarrow 0} S \cdot \frac{\phi_{r \text{ ref}}}{S} \cdot \frac{M.K_F}{S.T_R + 1 + M.K_F} \quad (4.55)$$

$$\phi_r = \phi_{r \text{ ref}} \cdot \frac{M.K_F}{1 + M.K_F} \quad (4.56)$$

Para um erro ϵ_ϕ :

$$(1 - \epsilon_\phi) \phi_{r \text{ ref}} = \phi_{r \text{ ref}} \cdot \frac{M.K_F}{1 + M.K_F} \quad (4.57)$$

$$(1 - \epsilon_\phi) (1 + M.K_F) = M.K_F \quad (4.58)$$

$$M.K_F (1 - (1 - \epsilon_\phi)) = (1 - \epsilon_\phi) \quad (4.59)$$

$$K_F = \frac{(1 - \epsilon_0)}{M \cdot \epsilon_0} \quad (4.60)$$

Com a equação (4.60) projeta-se o regulador P do fluxo.

Para o motor sob simulação, estipulando um erro de 1%.

$$K_F = \frac{(1 - 0,01)}{0,091 \times 0,01} = 1.088 \quad (4.61)$$

4.2.3.2 - Controle de Torque

A partir da eq. (4.39) podemos tirar:

$$\frac{T}{I_{sq}} = n \frac{M}{L_R} \phi_r \quad (4.62)$$

Como não é imprescindível um erro nulo de torque em regime permanente, além disso considerando que o torque é uma variável intermediária de controle, sendo a variável de interesse maior a velocidade (ou posição), e também considerando que a relação da eq. (4.52) é linear (com fluxo constante), será utilizado um regulador proporcional de torque.

A Fig. 4.9 apresenta o diagrama de blocos do controle:

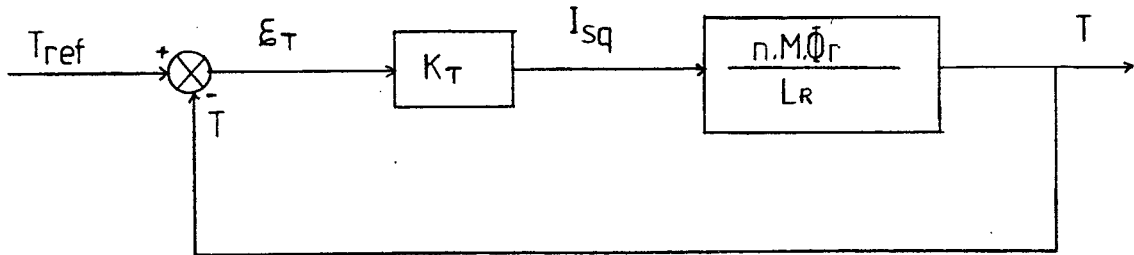


Fig. 4.9 - Diagrama de blocos do controle de torque

Da Fig. 4.9, temos:

$$\frac{T}{T_{\text{ref}}} = \frac{\frac{K_T + n \cdot M \cdot \phi_r}{L_R}}{1 + \frac{K_T + n \cdot M \cdot \phi_r}{L_R}} \quad (4.63)$$

Para um erro de torque ϵ_T desejado:

$$T = (1 - \epsilon_T) T_{\text{ref}} \quad (4.64)$$

Na eq. (4.53):

$$\frac{(1 - \epsilon_T) T_{\text{ref}}}{T_{\text{ref}}} = \frac{K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_r}{L_R + K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_r} \quad (4.65)$$

$$(1 - \epsilon_T) \cdot L_R + (1 - \epsilon_T) K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_r = K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_r \quad (4.66)$$

$$K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_r \cdot (1 - (1 - \epsilon_T)) = (1 - \epsilon_T) L_R \quad (4.67)$$

$$K_T = \frac{(1 - \epsilon_T) \cdot L_R}{n \cdot M \cdot \phi_r \cdot \epsilon_T} \quad (4.68)$$

Com a eq. (4.68); projeta-se o regulador de torque. Para o motor sob simulação, e um erro de torque de 1%:

$$K_T = \frac{(1 - 0,01) \times 0,094}{2 \times 0,091 \times 0,7 \times 0,01} = 73 \quad (4.69)$$

4.2.3.3 - Controle de Velocidade

Como visto na eq. (4.15):

$$\omega = \frac{T - T_C}{J \cdot s + B} \quad (4.70)$$

O diagrama de blocos do controle de velocidade é visto na Fig. 4.10, com regulador PI:

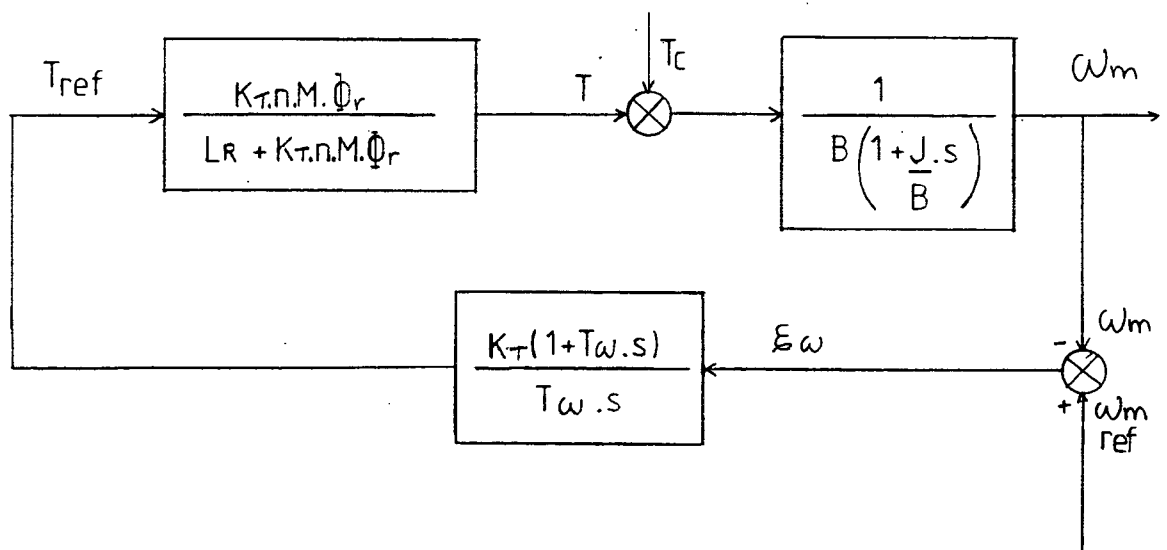


Fig. 4.10 - Diagrama de blocos do controle de velocidade

Fazendo cancelamento polo-zero:

$$T_\omega = \frac{J}{B} \quad (4.71)$$

$$\frac{\omega_m}{\omega_m \text{ ref}} = \frac{\frac{K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_R \cdot K_\omega (1 + T_\omega \cdot S)}{(L_R + K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_R) B \cdot T_\omega S (1 + \frac{J}{B} \cdot S)}}{1 + \frac{K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_R \cdot K_\omega (1 + T_\omega \cdot S)}{(L_R + K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_R) B \cdot T_\omega \cdot S (1 + \frac{J}{B} S)}}$$

(4.72)

$$\frac{\omega_m}{\omega_m \text{ ref}} = \frac{K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_R \cdot K}{(L_R + K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_R) B \cdot T_\omega \cdot S + K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_R \cdot K_\omega}$$

(4.73)

$$\frac{\omega_m}{\omega_m \text{ ref}} = \frac{1}{1 + \frac{(L_R + K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_R) \cdot B \cdot T_\omega}{K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_R \cdot K_\omega} \cdot S}$$

(4.74)

A constante de tempo da eq. (4.64) vale:

$$\tau_\omega = \frac{(L_R + K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_R) B \cdot T_\omega}{K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_R \cdot K_\omega}$$

(4.75)

Para um tempo de estabilização t_s :

$$t_s = 4\tau_\omega = \frac{4 \cdot (L_R + K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_R) \cdot B \cdot T_\omega}{K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_R \cdot K_\omega}$$

(4.76)

$$K_\omega = \frac{4(L_R + K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_R) B \cdot T_\omega}{K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_R \cdot t_s}$$

(4.77)

Com as equações (4.71) e (4.77) projeta-se o regulador PI de velocidade.

Calculando para o motor sob simulação, $t_s = 100 \text{ ms}$:

$$T_\omega = 0,04/0,2 = 0,2 \quad (4.78)$$

$$K_\omega = \frac{4(0,094+73 \times 2 \times 0,091 \times 0,7) \times 0,2 \times 0,2}{73 \times 2 \times 0,091 \times 0,7 \times 0,1} = 1,62 \quad (4.79)$$

Caso a precisão da velocidade não seja necessária, podemos usar apenas um regulador proporcional de velocidade. Teremos então (o diagrama de blocos é o da Fig. 4.10, sem integrador):

$$\frac{\omega_m}{\omega_{m \text{ ref}}} = \frac{\frac{K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_r \cdot K_\omega}{(L_R + K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_r) B \cdot \left(1 + \frac{J}{B} S\right)}}{1 + \frac{K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_r \cdot K_\omega}{(L_R + K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_r) B \cdot \left(1 + \frac{J}{B} S\right)}} \quad (4.80)$$

$$\frac{\omega_m}{\omega_{m \text{ ref}}} = \frac{K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_r \cdot K_\omega}{(L_R + K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_r) B (1 + J \cdot S / B) + K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_r \cdot K_\omega} \quad (4.81)$$

$$\frac{\omega_m}{\omega_{m \text{ ref}}} = \frac{K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_r \cdot K_\omega}{(L_R + K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_r) J \cdot S + [B(L_R + K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_r) + K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_r \cdot K_\omega]}$$

Para definir o erro em regime permanente, vamos considerar uma referência de velocidade em degrau:

$$\omega_{m \text{ ref}} = \frac{W}{S} \quad (4.83)$$

Aplicando:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot F(s) \quad (4.84)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \omega_m(t) = s \cdot \frac{W_{REF}}{s} \cdot \frac{K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_r \cdot K_\omega}{(L_R + K_T n M \phi_r) J \cdot s + [B(L_R + K_T n M \phi_r) + K_T n M \phi_r K_\omega]} \quad (4.85)$$

$$\omega_m(\infty) = \frac{W_{REF} \cdot K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_r \cdot K_\omega}{B(L_R + K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_r) + K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_r \cdot K_\omega} \quad (4.86)$$

Para um erro em regime $\epsilon \omega$:

$$(1 - \epsilon \omega) W_{REF} = \frac{W_{REF} K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_r \cdot K_\omega}{B(L_R + K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_r) + K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_r \cdot K_\omega} \quad (4.87)$$

$$(1 - \epsilon \omega) [B(L_R + K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_r) + K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_r \cdot K_\omega] = K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_r \cdot K_\omega \quad (4.88)$$

$$K_\omega K_T n M \phi_r (1 - (1 - \epsilon \omega)) = (1 - \epsilon \omega) B(L_R + K_T \cdot n \cdot M \cdot \phi_r) \quad (4.89)$$

$$K_\omega = \frac{(1 - \epsilon \omega) B(L_R + K_T n M \phi_r)}{K_T n M \phi_r \cdot \epsilon \omega} \quad (4.90)$$

Como a eq. (4.90) projeta-se o regulador proporcional de velocidade. Para o motor sob simulação, com um erro de 1%:

$$K_\omega = \frac{(1 - 0,01) \times 0,2(0,094 + 73 \times 2 \times 0,091 \times 0,7)}{73 \times 2 \times 0,091 \times 0,7 \times 0,01} = 20 \quad (4.91)$$

4.2.3.4 - Comando Direto sem Regulação de Torque

A Fig. 4.11 mostra o diagrama de blocos do regulador de velocidade quando não há malha de torque:

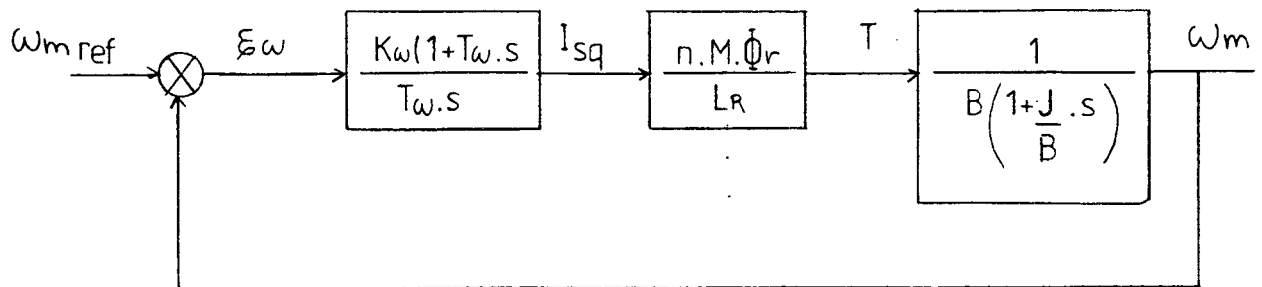


Fig. 4.11 - Diagrama de blocos da malha de velocidade sem regulador de torque

Como estratégia de controle será feito cancelamento pólo-zero. A função de transferência de velocidade vale:

$$\frac{\omega_m}{\omega_m \text{ ref}} = \frac{K_w \cdot n \cdot M \cdot \phi_r (1 + T_w \cdot S)}{T_w \cdot L_R \cdot B \cdot S (1 + \frac{J}{B} \cdot S)} \quad (4.92)$$

$$1 + \frac{K_w \cdot n \cdot M \cdot \phi_r (1 + T_w \cdot S)}{T_w \cdot L_R \cdot B \cdot S (1 + \frac{J}{B} \cdot S)}$$

$$\frac{\omega_m}{\omega_m \text{ ref}} = \frac{K_w \cdot n \cdot M \cdot \phi_r}{\frac{J}{B} L_R B S + K_w \cdot n \cdot M \cdot \phi_r} \quad (4.93)$$

$$\frac{\omega_m}{\omega_m \text{ ref}} = \frac{1}{1 + \frac{J L_R}{K_w \cdot n \cdot M \cdot \phi_r} S} \quad (4.94)$$

Para um tempo de estabilização t_s :

$$t_s = 4 \tau_\omega = \frac{4 J L_R}{K_\omega \cdot n \cdot M \cdot \phi_r} \quad (4.95)$$

$$K_\omega = \frac{4 J \cdot L_R}{n \cdot M \cdot \phi_r \cdot t_s} \quad (4.96)$$

$$T_\omega = \frac{J}{B} \quad (4.97)$$

O regulador **PI** de velocidade é definido pelas eqs. (4.96) e (4.97).

Para as nossas simulações, e um $t_s = 100$ ms:

$$T = \frac{0,04}{0,2} = 0,2 \quad (8.98)$$

$$K_\omega = \frac{4 \times 0,04 \times 0,094}{2 \times 0,091 \times 0,7 \times 0,1} = 1,18 \quad (4.99)$$

Caso queiramos um regulador P de velocidade:

$$\frac{\omega_m}{\omega_m \text{ ref}} = \frac{\frac{K_\omega \cdot n \cdot M \cdot \phi_r}{L_R B (1 + \frac{J}{B} \cdot S)}}{1 + \frac{K_\omega n \cdot M \phi_r}{L_R B (1 + \frac{J}{B} \cdot S)}} \quad (4.100)$$

$$\frac{\omega_m}{\omega_m \text{ ref}} = \frac{K_\omega \cdot n \cdot M \cdot \phi_r}{J \cdot L_R \cdot S + (L_R \cdot B + K_\omega \cdot n \cdot M \cdot \phi_r)} \quad (4.101)$$

Utilizando-se da eq. (4.82) e (4.85), teremos:

$$(1 - \epsilon \omega) W_{REF} = \frac{W_{REF} K_{\omega} \cdot n \cdot M \cdot \phi_r}{L_R \cdot B + K_{\omega} \cdot n \cdot M \cdot \phi_r} \quad (4.102)$$

$$(1 - \epsilon \omega) (L_R \cdot B + K_{\omega} \cdot n \cdot M \cdot \phi_r) = K_{\omega} \cdot n \cdot M \cdot \phi_r \quad (4.103)$$

$$K_{\omega} \cdot n \cdot M \cdot \phi_r \cdot \epsilon \omega = (1 - \epsilon \omega) L_R \cdot B \quad (4.104)$$

$$K_{\omega} = \frac{(1 - \epsilon \omega) L_R \cdot B}{n \cdot M \cdot \phi_r \cdot \epsilon \omega} \quad (4.105)$$

A eq. (4.105) define o regulador P de velocidade. Para as nossas simulações, é um erro de 1%:

$$K_{\omega} = \frac{(1 - 0,01) \times 0,094 \times 0,2}{2 \times 0,091 \times 0,7 \times 0,01} = 14,61 \quad (4.106)$$

4.2.3.5 - Resultados de Simulação

A Fig. 4.12 mostra a resposta de fluxo a uma alteração na referência, para os reguladores P e PI. A Fig. 4.13 mostra a resposta de velocidade a uma alteração na referência, para reguladores P e PI, e com regulação de torque. Na Fig. 4.14 temos a resposta sem regulador de torque.

Na Fig. 4.15 mostra-se os resultados para inversão de velocidade, com regulador de torque, e na Fig. 4.16 para o caso sem regulação de torque (para reguladores PI de velocidade).

Observa-se (Fig. 4.12, 4.13 e 4.14) o bom desempenho dos reguladores projetados, cumprindo os requisitos de projeto, desde que não haja saturação.

Verifica-se, pelas Figs. 4.15 e 4.16, a boa qualidade do comando, mesmo quando há inversão de velocidade.

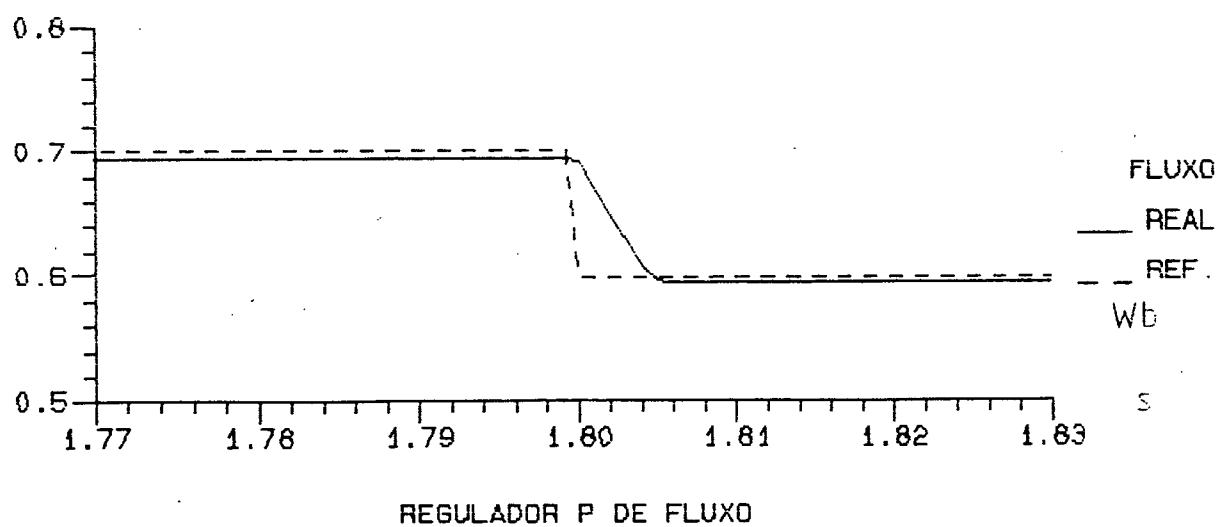
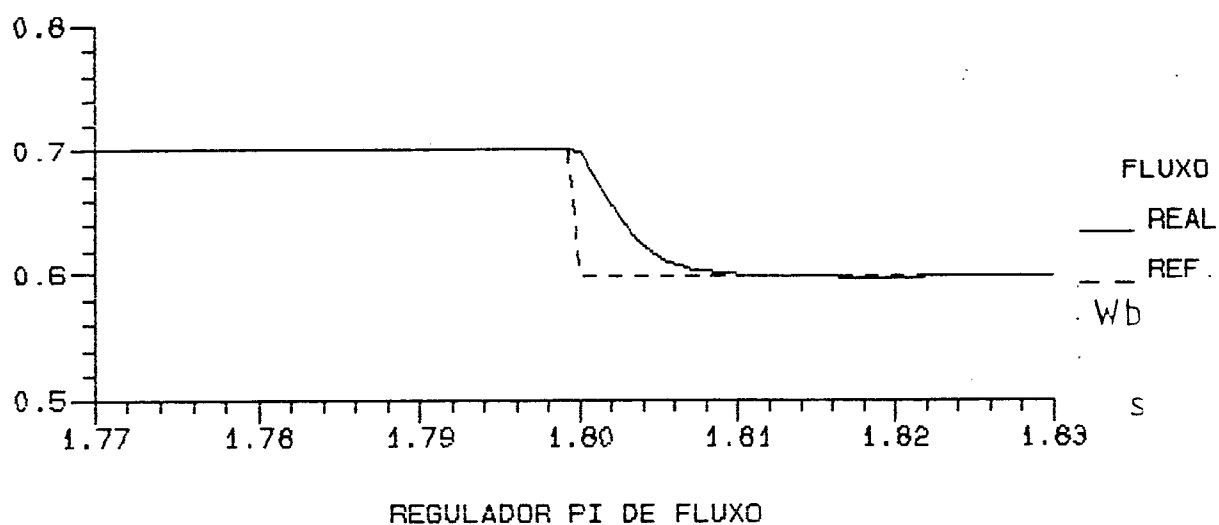
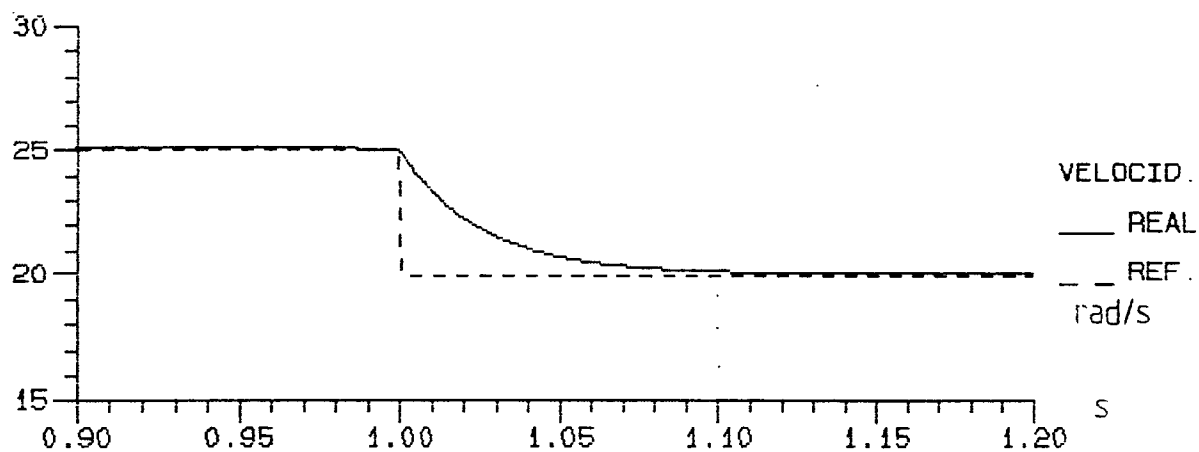
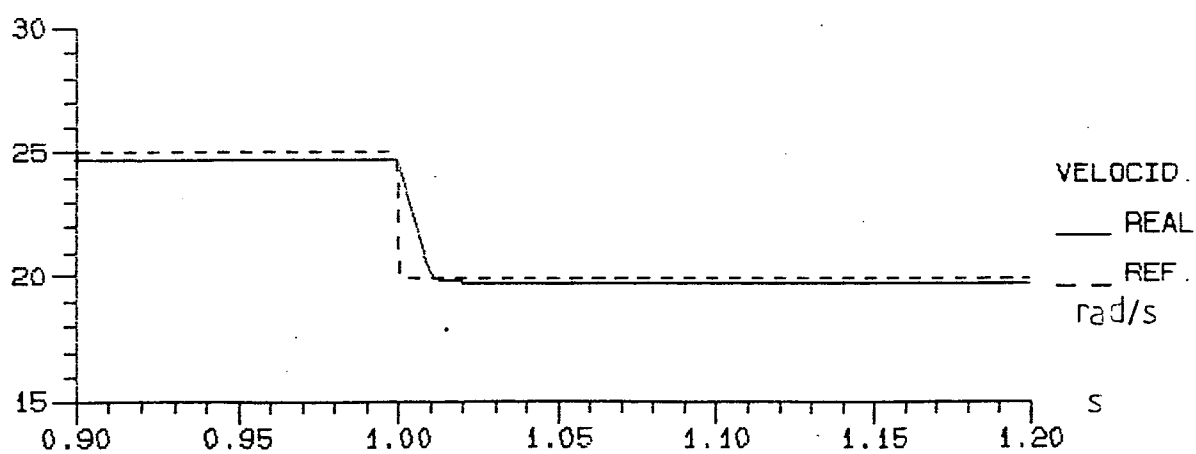


Fig. 4.12 - Comando Vetorial Direto em Corrente com
Variação de Fluxo



REGULADOR PI DE VELOCIDADE



REGULADOR P DE VELOCIDADE

Fig. 4.13 - Comando Vetorial Direto em Corrente com Variação de velocidade, com Regulador de Torque

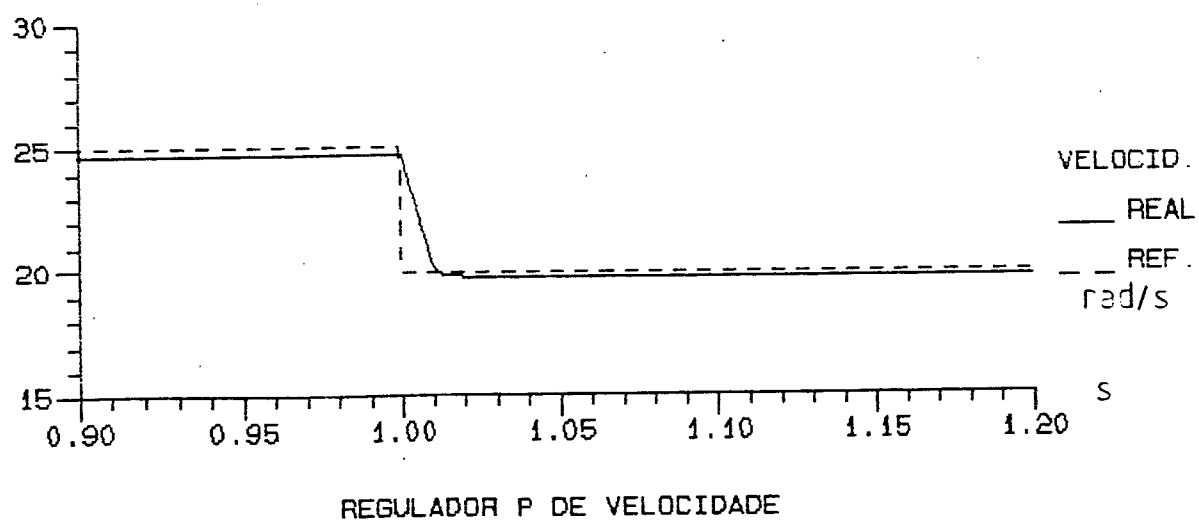
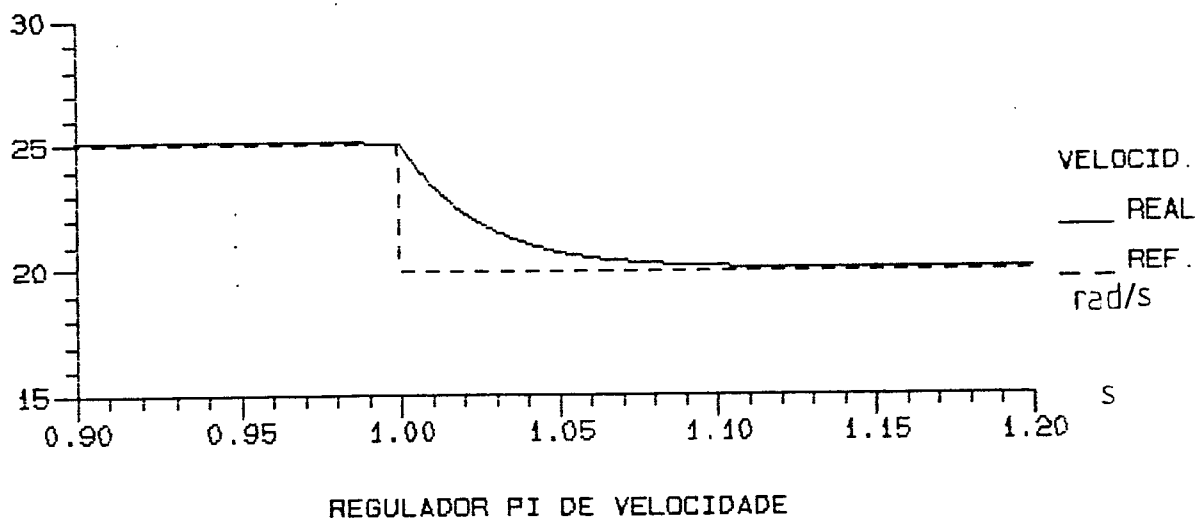


Fig. 4.14 - Comando Vetorial Direto em Corrente com Alteração de Velocidade, sem Regulador de Torque

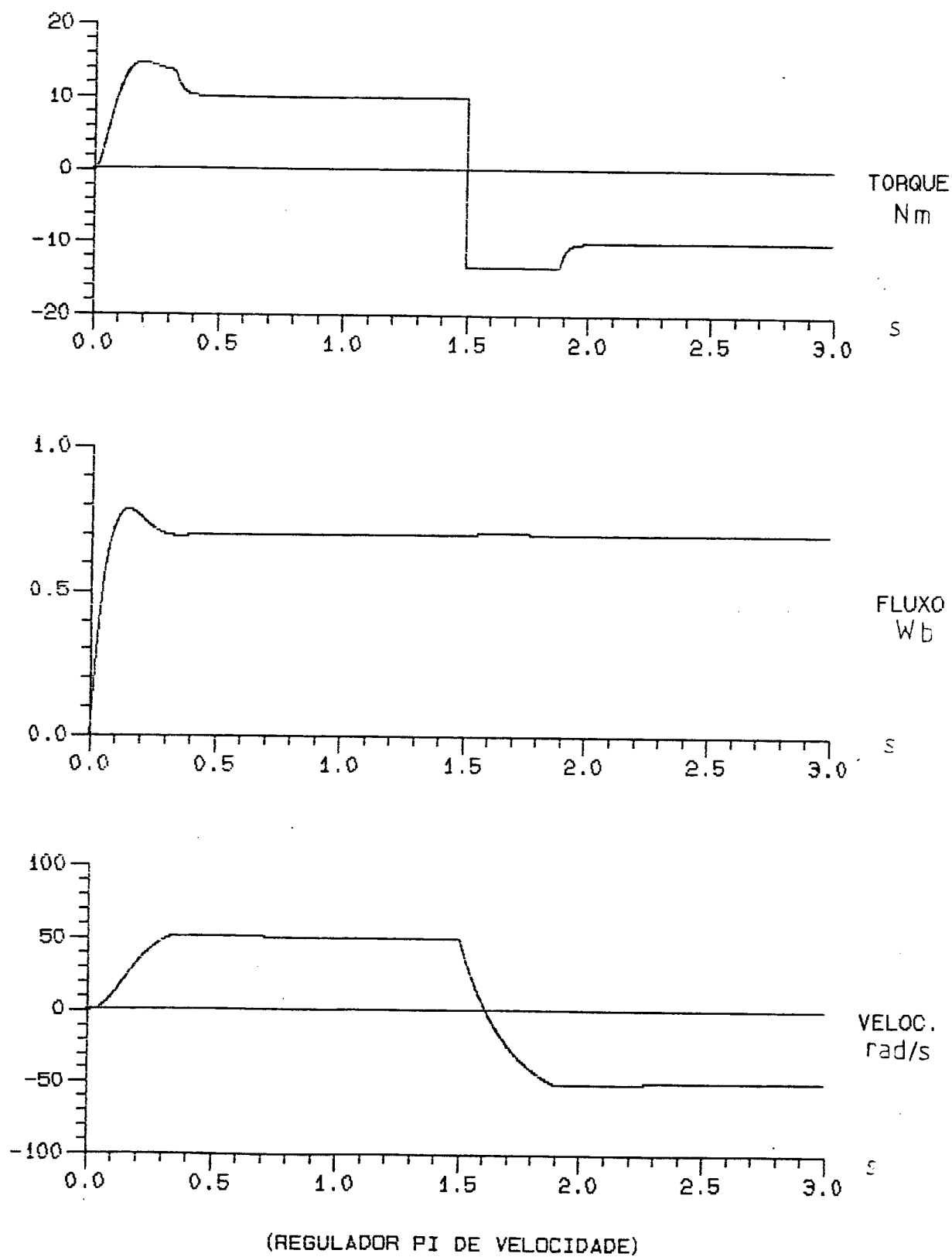


Fig. 4.15 - Comando Vetorial Direto em Corrente com Inversão de Velocidade, com Regulador de Torque

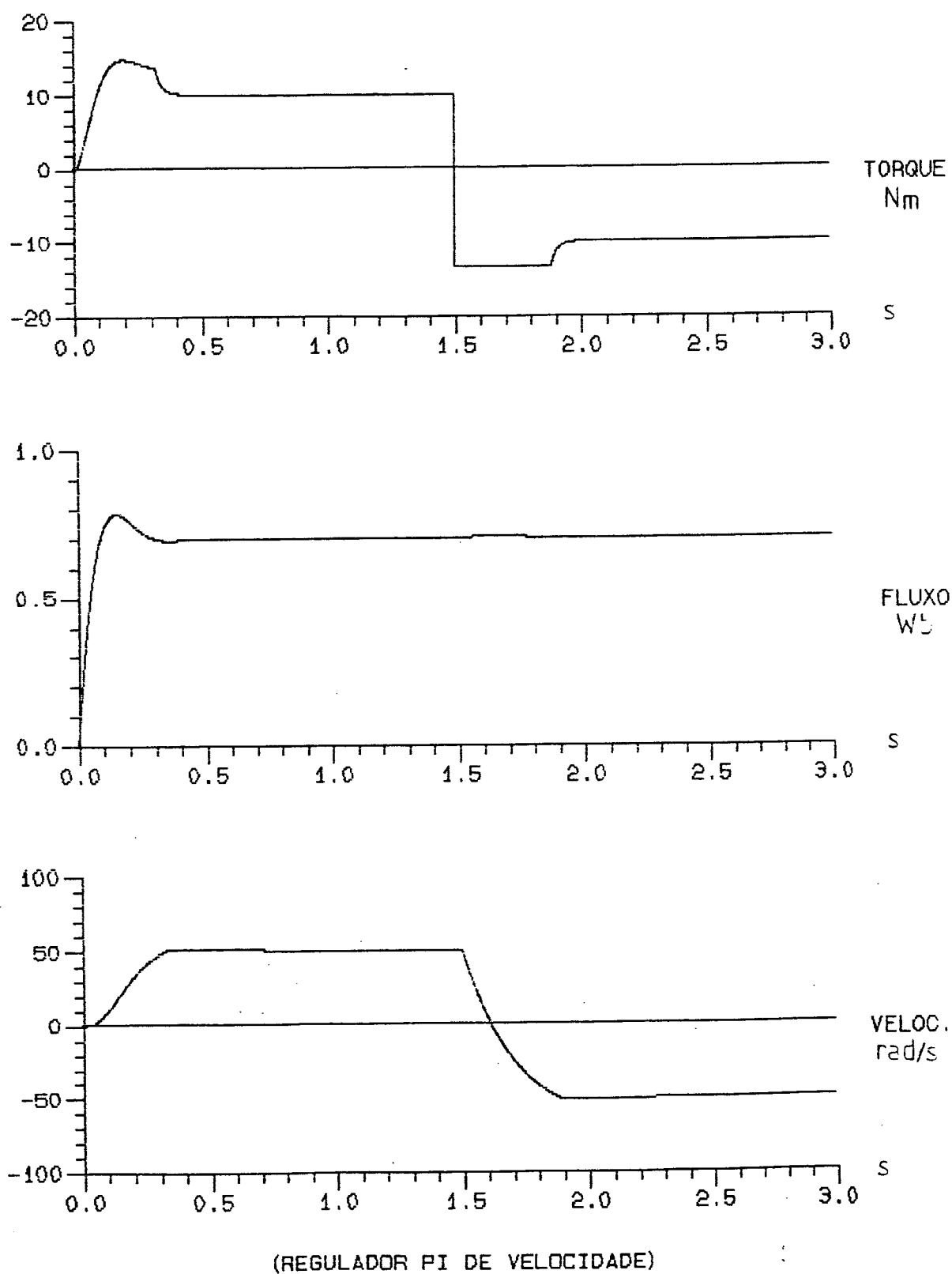


Fig. 4.16 - Comando Vetorial Direto em Corrente com Inversão de Velocidade, sem Regulador de Torque

4.3 - Acionamento em Tensão do Motor de Indução

4.3.1 - Comando Vetorial Indireto

Conforme visto no item 4.2.1, no comando vetorial indireto, definidos ϕ_{REF} e T_{REF} , temos:

$$I_{sd} = \frac{\phi_{r \text{ ref}}}{M} \quad (4.107)$$

$$I_{sq} = \frac{L_R}{n \cdot M} \cdot \frac{T_{ref}}{\phi_{r \text{ ref}}} \quad (4.108)$$

$$\omega_r = \frac{R_R}{n} \cdot \frac{T_{ref}}{\phi_{r \text{ ref}}^2} \quad (4.109)$$

As equações de tensão (3.47, 3.48), em regime permanente, valem:

$$v_{sd} = R_S \cdot i_{sd} - \frac{(L_S \cdot L_R - M^2)}{L_R} i_{sq} \omega_s \quad (4.110)$$

$$v_{sq} = R_S \cdot i_{sq} + \frac{(L_S \cdot L_R - M^2)}{L_R} i_{sd} \cdot \omega_s + \frac{M}{L_R} \phi_r \cdot \omega_s \quad (4.111)$$

Mas, em regime permanente:

$$\phi_r = M \cdot i_{sq} \quad (4.112)$$

Assim:

$$v_{sq} = R_S \cdot i_{sq} + L_S \cdot \omega_s \cdot i_{sd} \quad (4.113)$$

Assim, para comando indireto em tensão, a partir dos valores de referência de torque e fluxo calcula-se as correntes i_{sd} e i_{sq} , as quais, combinando com ω_s conforme as equações (4.110) e (4.113) geram as tensões de referência.

O diagrama de blocos do comando indireto em tensão é visto na Fig. 4.17:

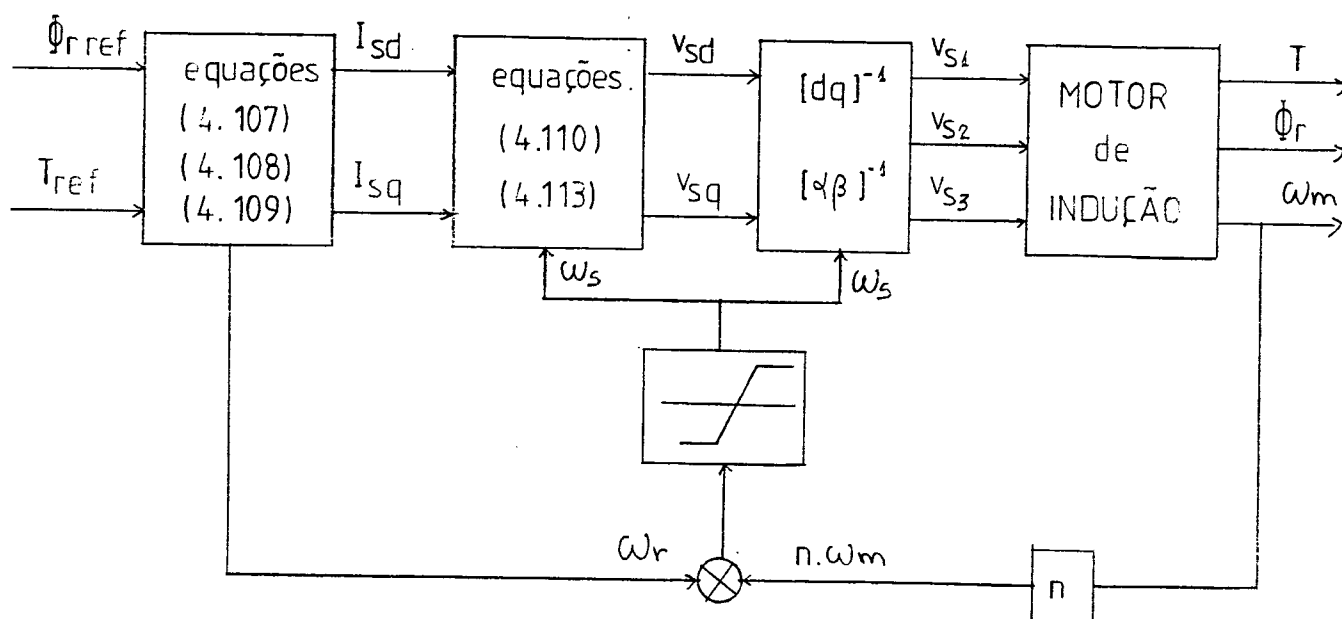


Fig. 4.17 - Diagrama de blocos do acionamento vetorial indireto com alimentação em tensão do motor gaiola

Resultados de simulação numérica podem ser vistos na Fig. 4.18. Os dados de simulação estão no apêndice A.

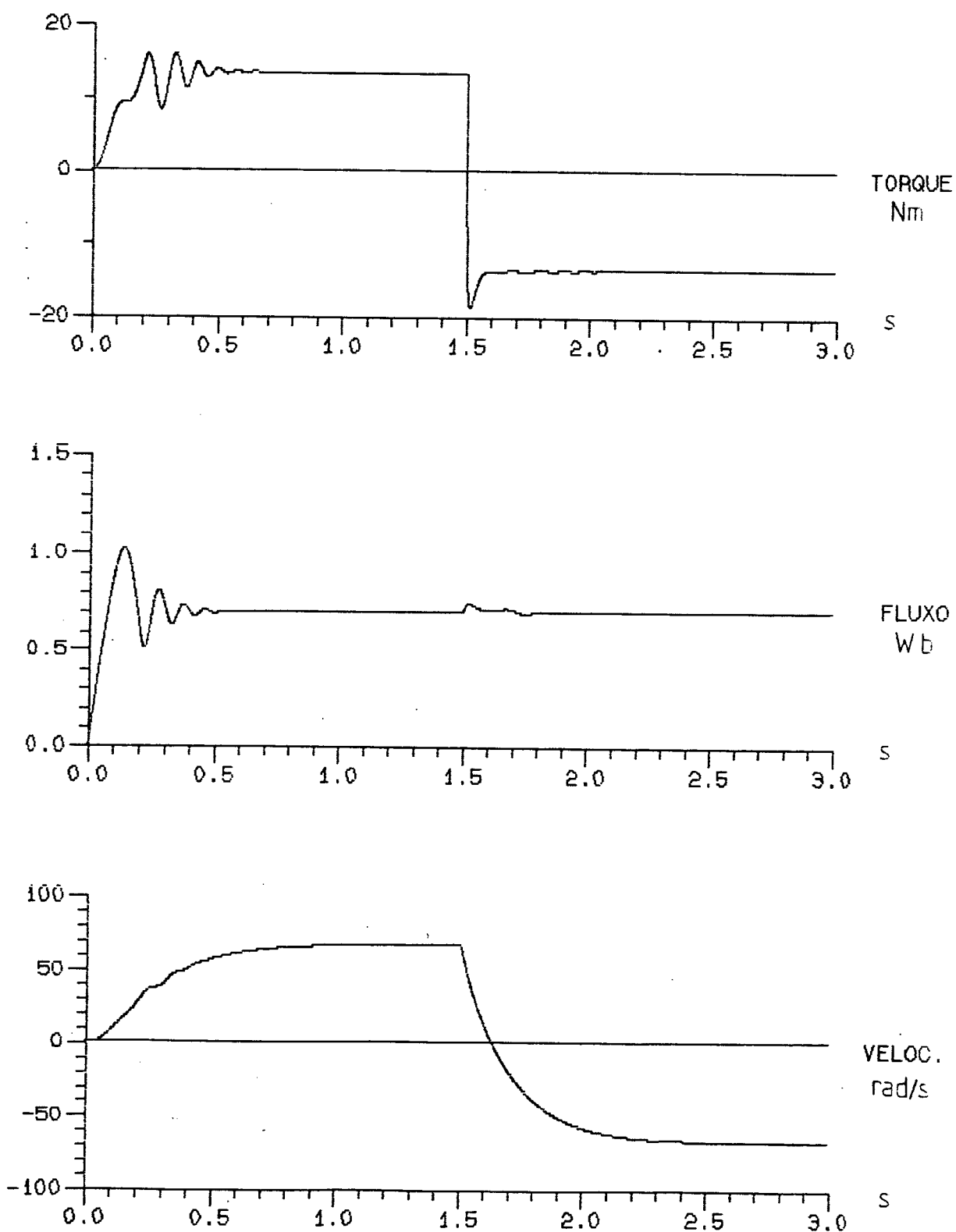


Fig. 4.18 - Comando Vetorial Indireto em Tensão

4.3.2 - Comando Vetorial Indireto com Controle de Velocidade

Utiliza-se um regulador de velocidade, que fornecerá o torque de referência. O acionamento citado é visto na Fig. 4.19:

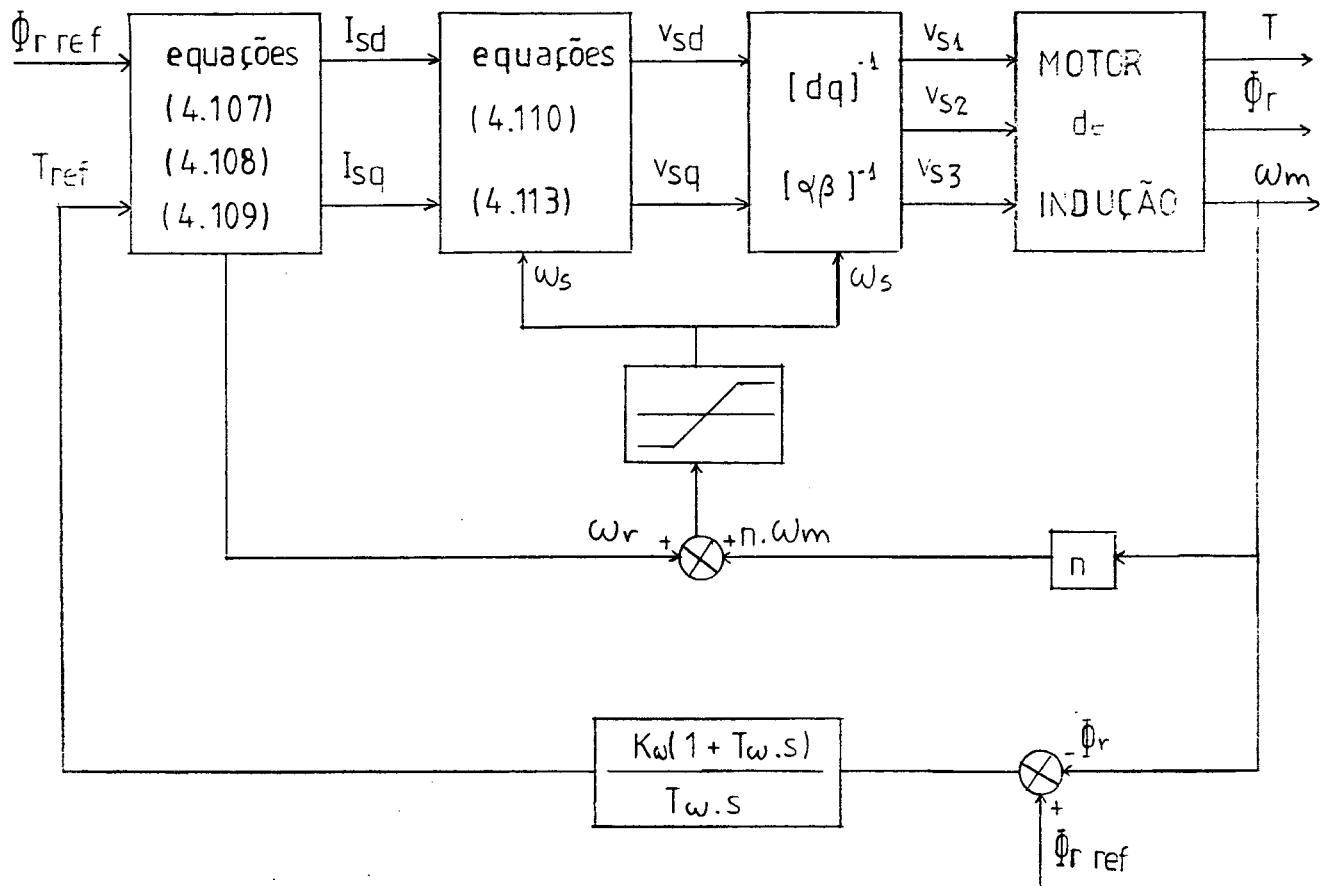


Fig. 4.19 - Comando Vetorial Indireto em Tensão com Controle de Velocidade

Como, em regime permanente, as correntes I_{sd} e I_{sq} geram tensões v_{sd} e v_{sq} que por sua vez ocasionarão no motor correntes i_{sd} e i_{sq} idênticas às I_{sd} e I_{sq} (Fig. 4.20), o cálculo do regulador é o mesmo visto no item 4.2.2.

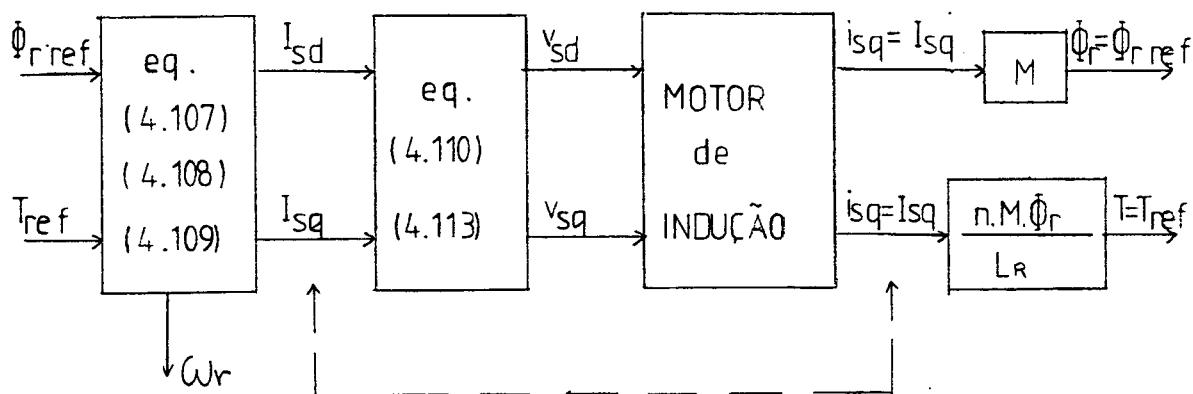


Fig. 4.20 - Controle indireto em tensão, mostrando que a parte entre as linhas tracejadas pode ser desprezada para o projeto do regulador de velocidade

Com os valores da simulação realizada no item 4.2.2.1 realizou-se simulações com alimentação em tensão.

Na Fig. 4.21, temos resposta de velocidade a alteração na referência, para reguladores PI e P. Na Fig. 4.22, são apresentados resultados com inversão de velocidade.

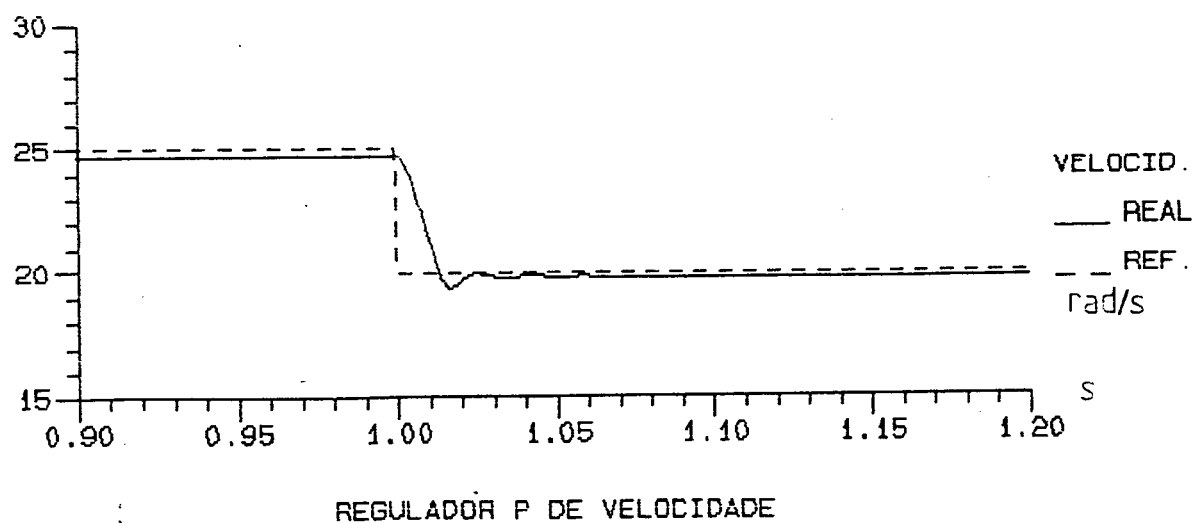
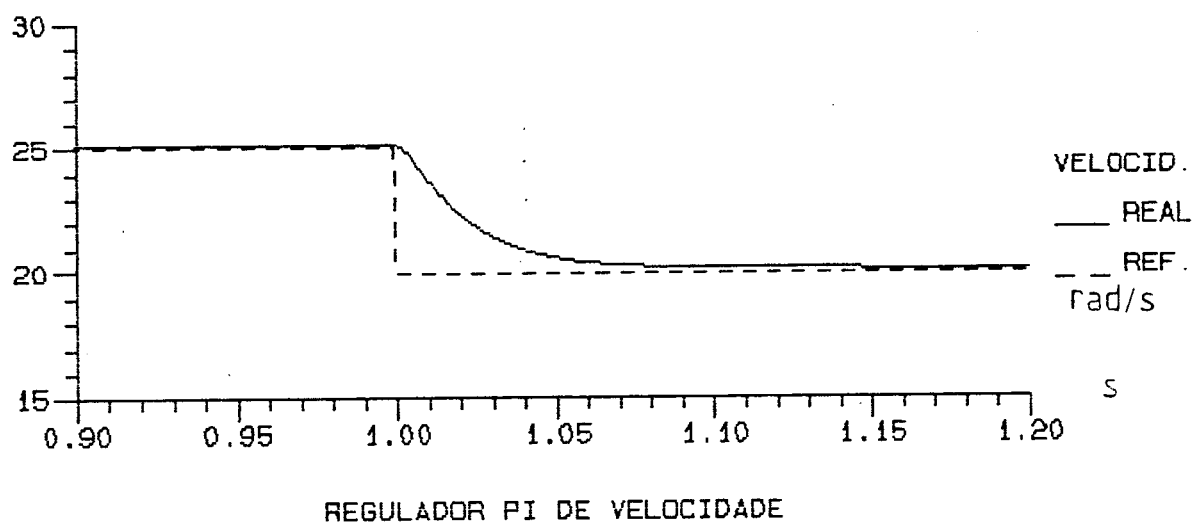


Fig. 4.21 - Comando Vetorial Indireto em Tensão com
Variação na Referência de Velocidade

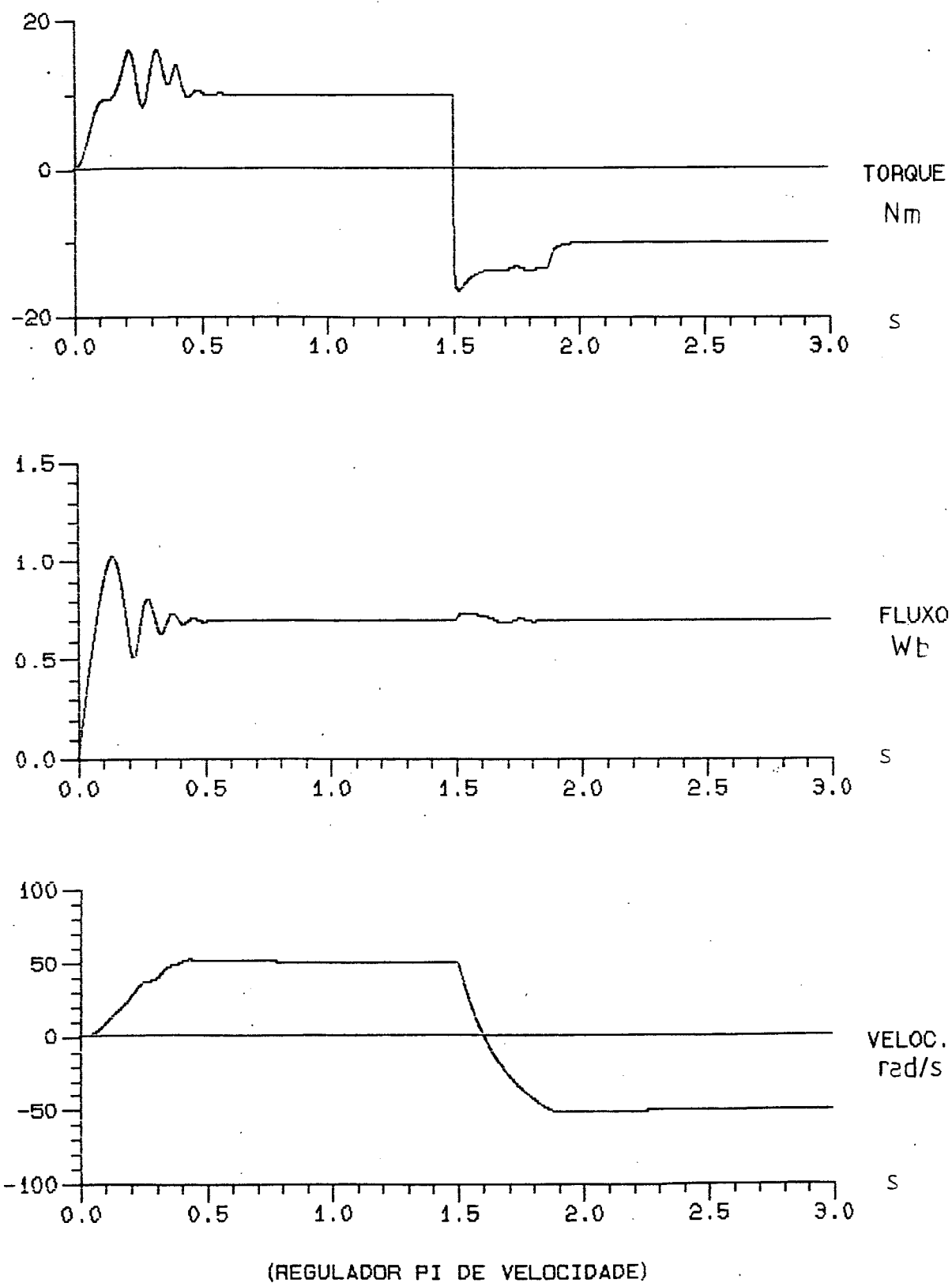


Fig. 4.22 - Comando Vetorial Indireto em Tensão com Inversão de Velocidade

4.3.3 - Comando Vetorial Direto com Reguladores de Torque, Fluxo e Velocidade - com Composição das Tensões

O projeto de reguladores de torque, fluxo e velocidade com acionamento em corrente é de fácil execução porque, se temos relações lineares fluxo- i_{sd} e torque- i_{sq} ; as grandezas de atuação são as próprias correntes i_{sd} e i_{sq} .

Quando temos alimentação em tensão, entretanto, as grandezas de atuação são as tensões v_{sd} e v_{sq} , e as correntes i_{sd} e i_{sq} são funções de ambas as tensões. Com isso, perde-se a linearidade grandeza de atuação-grandeza de saída, dificultando o projeto de reguladores.

Uma forma de simplificar o projeto de reguladores para alimentação em tensão é, a partir de correntes de referência (I_{sd} e I_{sq}), compor as tensões v_{sd} e v_{sq} . Com isso, visto do diagrama de blocos para controle, a composição de v_{sd} e v_{sq} a partir de I_{sd} e I_{sq} , até as correntes de saída i_{sd} e i_{sq} , pode ser desconsiderado para efeito de projetos. A composição de v_{sd} e v_{sq} pode ser obtida a partir das equações (3.47) e (3.48):

$$v_{sd} = R_S \cdot i_{sd} + \frac{(L_S \cdot L_R - M^2)}{L_R} \left[\frac{d i_{sd}}{dt} - i_{sq} \cdot \omega_s \right] + \frac{M}{L_R} \cdot \frac{d \phi_r}{dt} \quad (4.114)$$

$$v_{sq} = R_S \cdot i_{sq} + \frac{(L_S \cdot L_R - M^2)}{L_R} \left[\frac{d i_{sq}}{dt} + i_{sd} \cdot \omega_s \right] + \frac{M}{L_R} \cdot \phi_r \cdot \omega_s \quad (4.115)$$

A Fig. 4.23 mostra um diagrama de blocos do motor de indução sob essa situação, e as malhas de regulação. Como a tensão é composta a partir das correntes de referências e das e quações do motor, quando aplicada ao motor resultará neste as correntes de referência.

Dessa forma, os reguladores calculados para alimen tação em corrente passam a ser válidos também para alimentação em tensão.

Simulações foram realizadas, com características i dênticas às realizadas com alimentação em corrente, para mos - trar o bom desempenho da abordagem realizada.

A Fig. 4.25 mostra a resposta de fluxo com altera- ção na referência, com reguladores **P** e **PI**. Na Fig. 4.26 é feita a mesma abordagem para a velocidade, no acionamento com regula- dor de torque. O diagrama de blocos desse acionamento pode ser visto na Fig. 4.24.

A Fig. 4.27 mostra resultados de uma simulação com inversão de velocidade (reguladores **PI** de fluxo e velocidade) , com reguladores de torque.

Nota-se, pelos resultados, que a abordagem é corre ta, com excelente desempenho dos reguladores.

A Fig. 4.28 mostra a resposta de velocidade à alte- ração na referência, com reguladores **PI** e **P**, quando não existe o regulador de torque. Também para essa situação, mostra-se na Fig. 4.29 resultados quando há inversão de velocidade. Mais uma vez observa-se a total validade da abordagem.

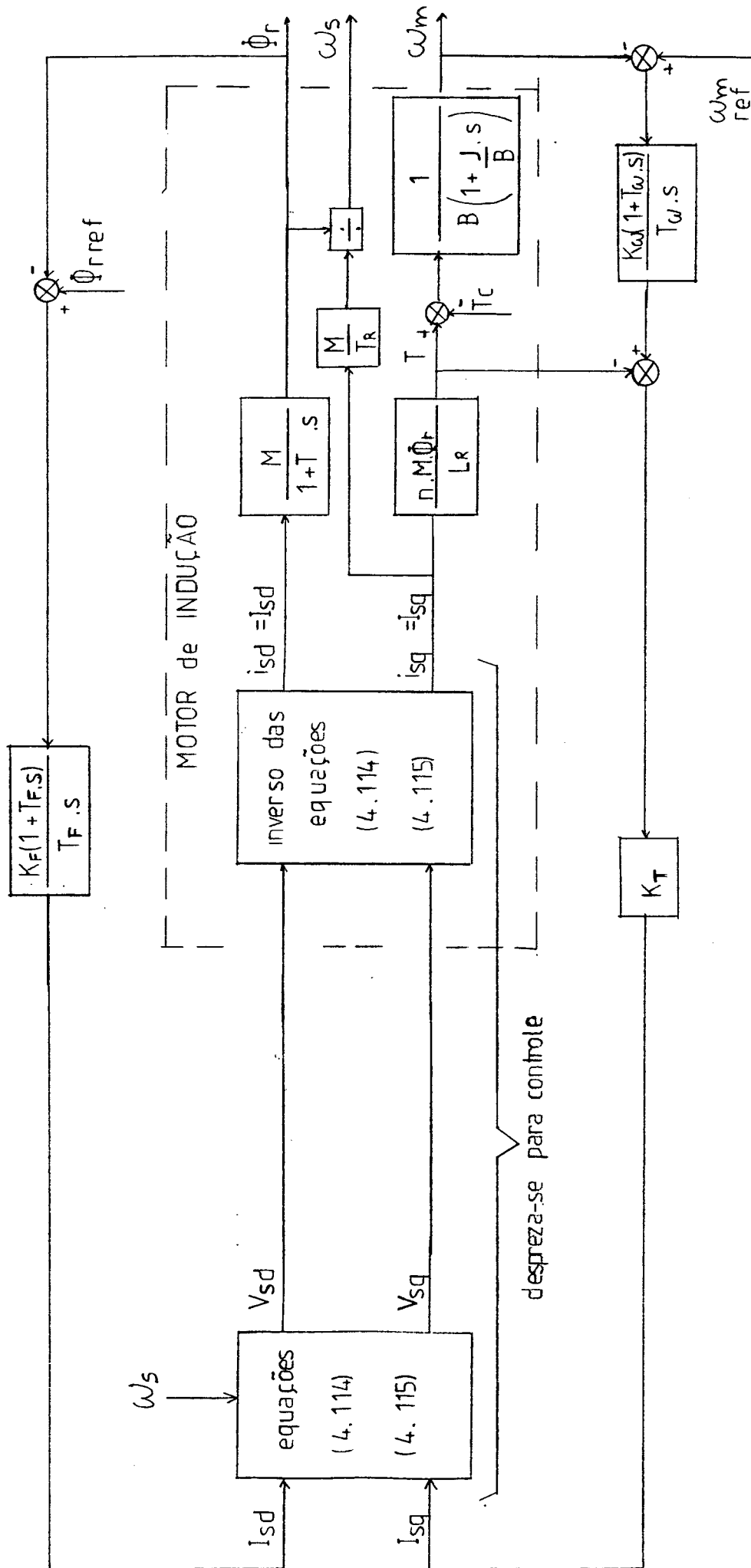


Fig. 4.23 - Comando vetorial em tensão com recombinação das tensões (o diagrama dentro do tracejado representa o motor de indução real)

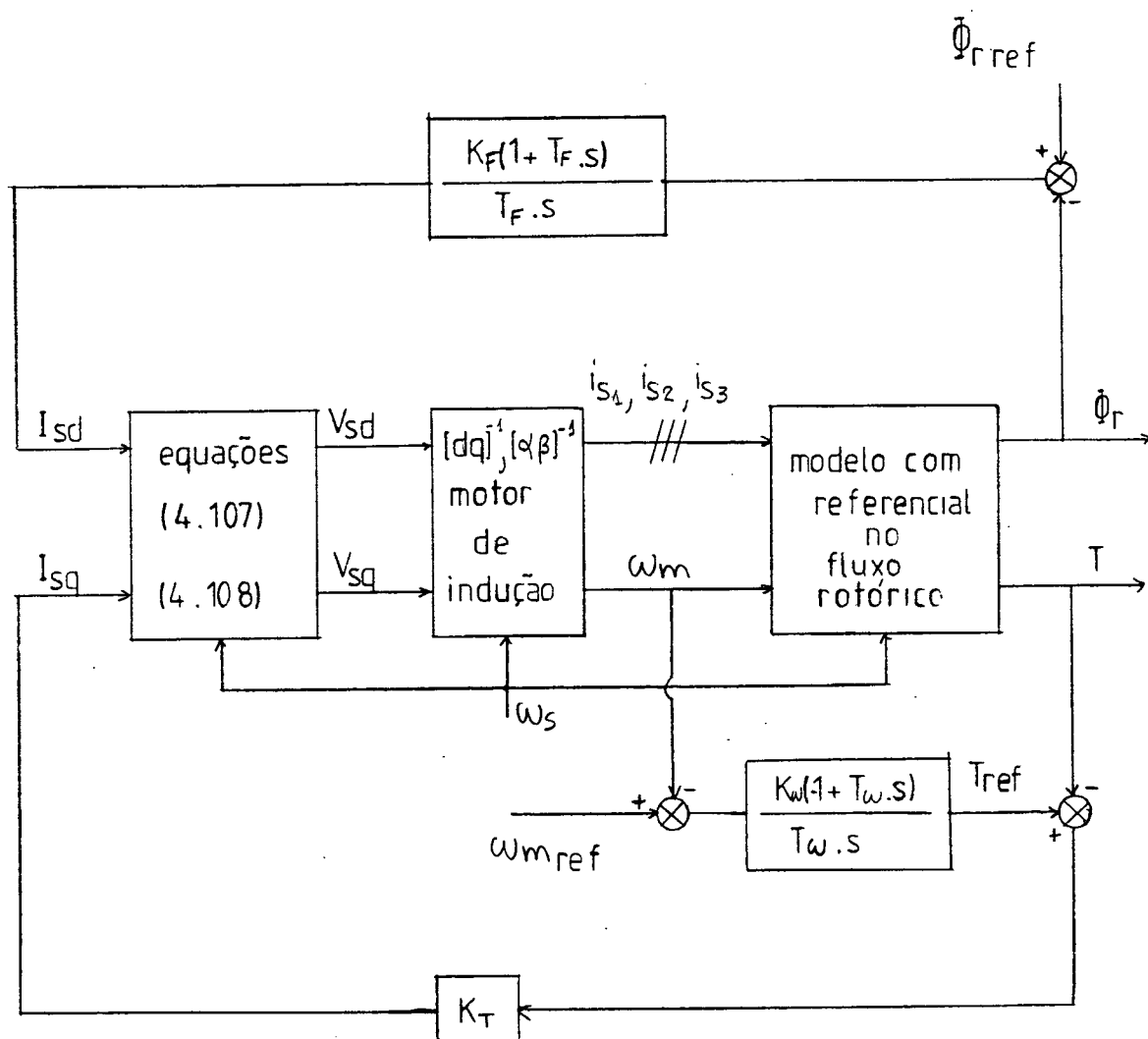


Fig. 4.24 - Diagrama de Blocos do Comando vetorial em tensão com reguladores de torque , fluxo e velocidade

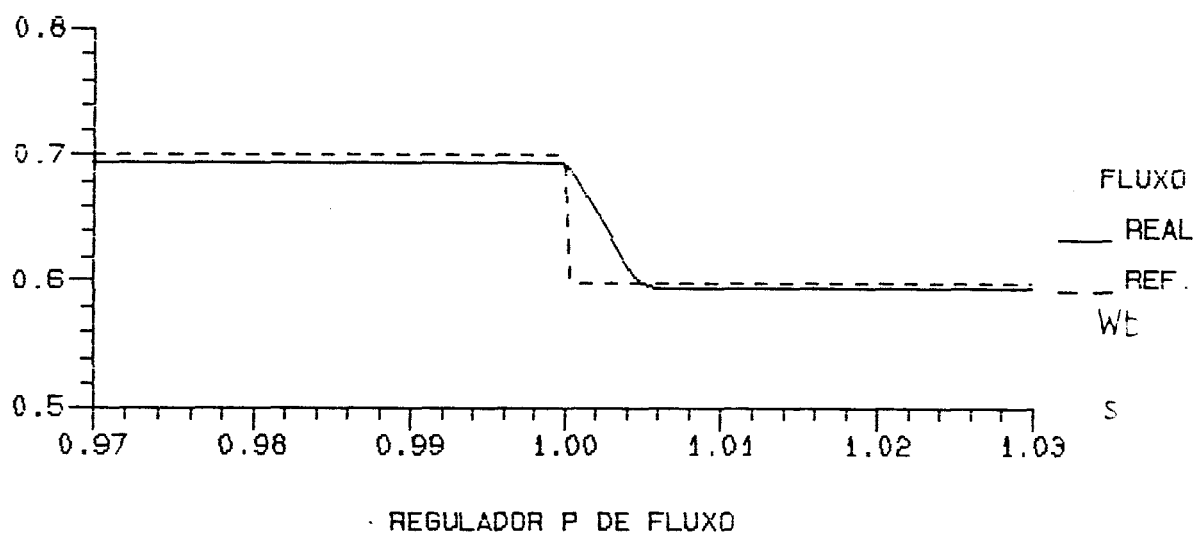
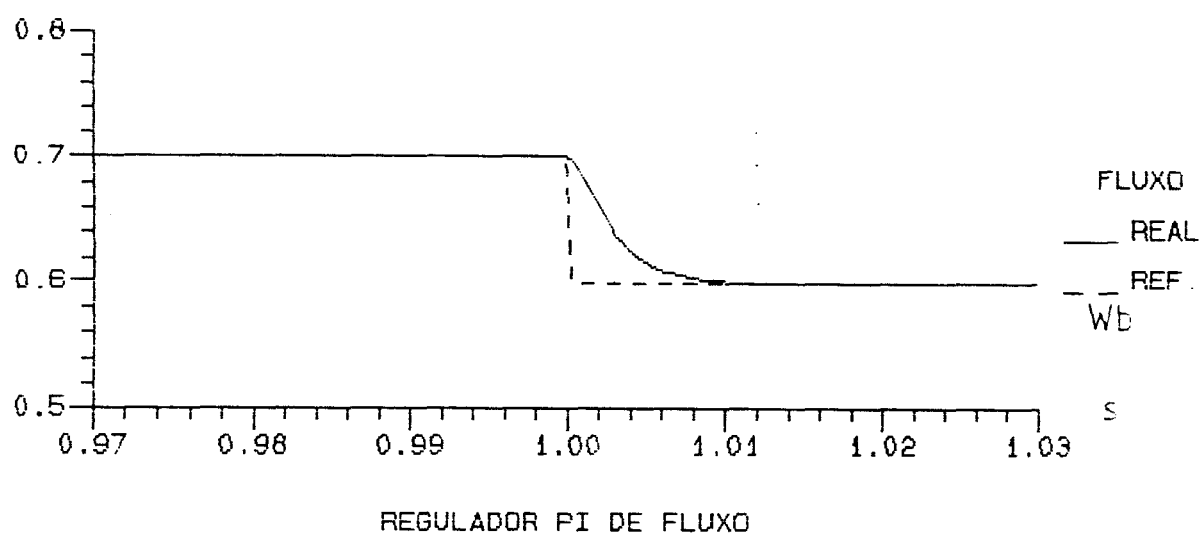
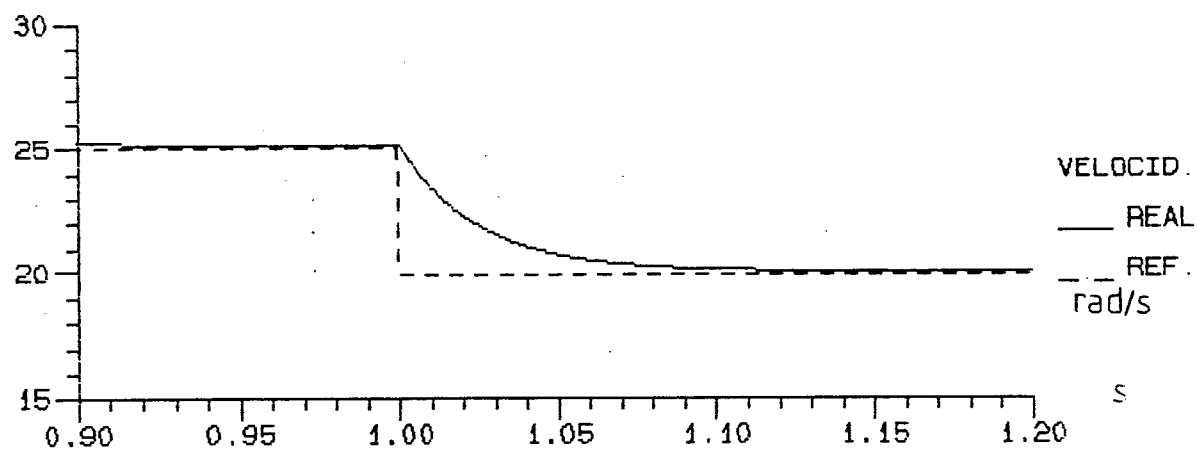
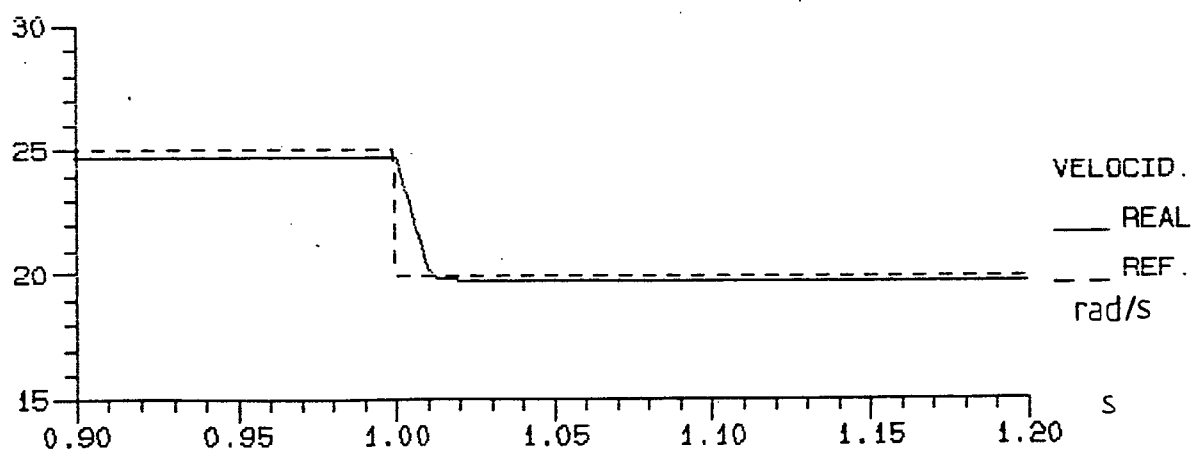


Fig. 4.25 - Comando Vetorial Direto com Composição da Tensão, e variação no fluxo de referência



REGULADOR PI DE VELOCIDADE



REGULADOR P DE VELOCIDADE

Fig. 4.26 - Comando Vetorial Direto com composição da tensão, e variação da velocidade de referência (com Regulador de Torque)

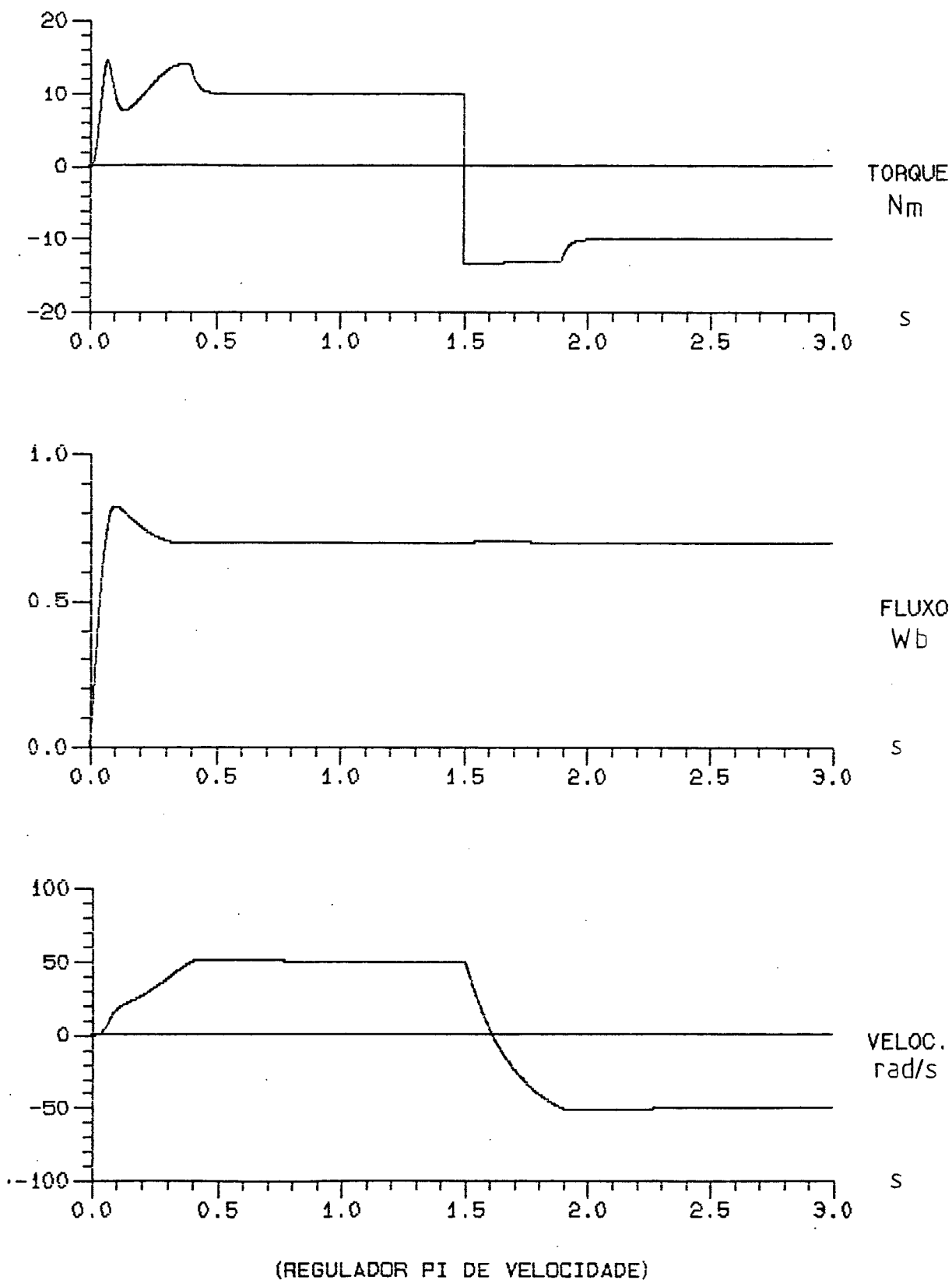


Fig. 4.27.- Comando Vetorial Direto com composição de tensão, e inversão de velocidade (com Regulador de Torque)

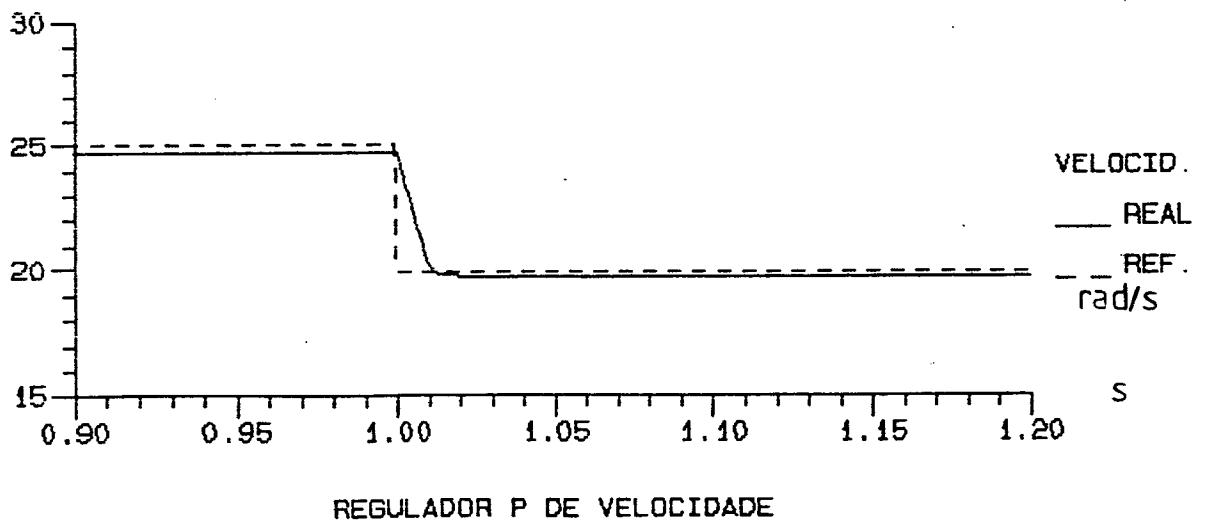
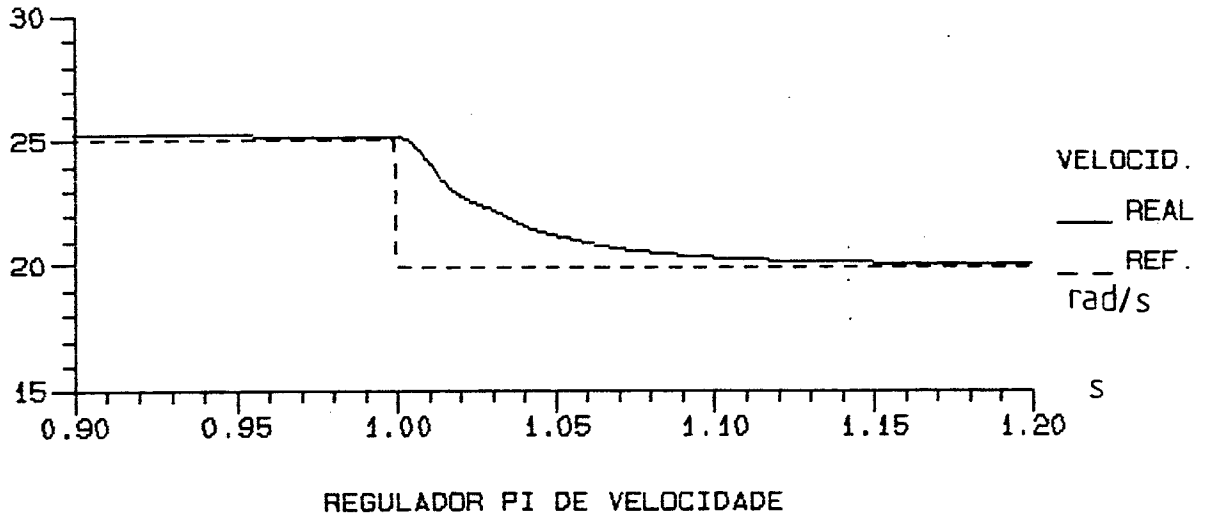
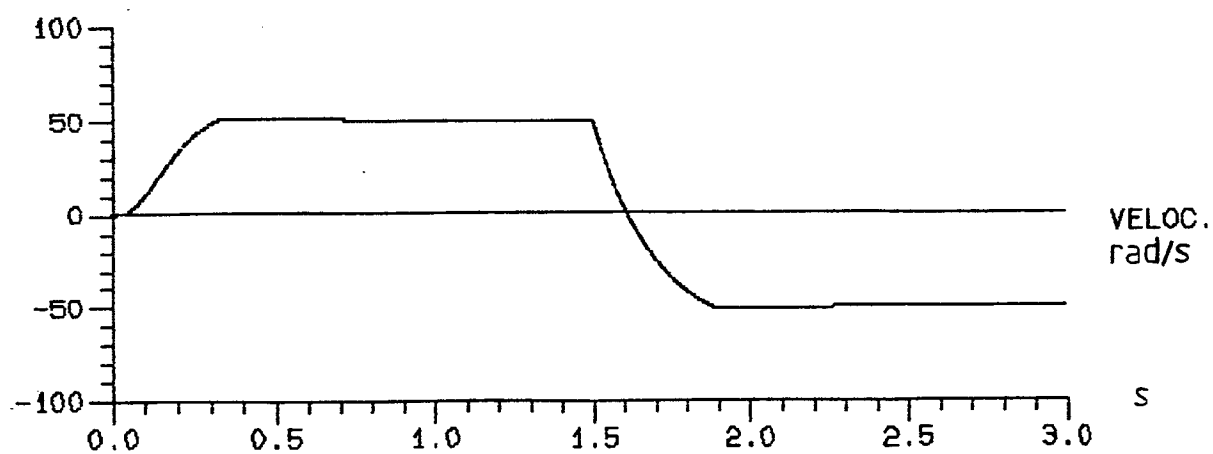
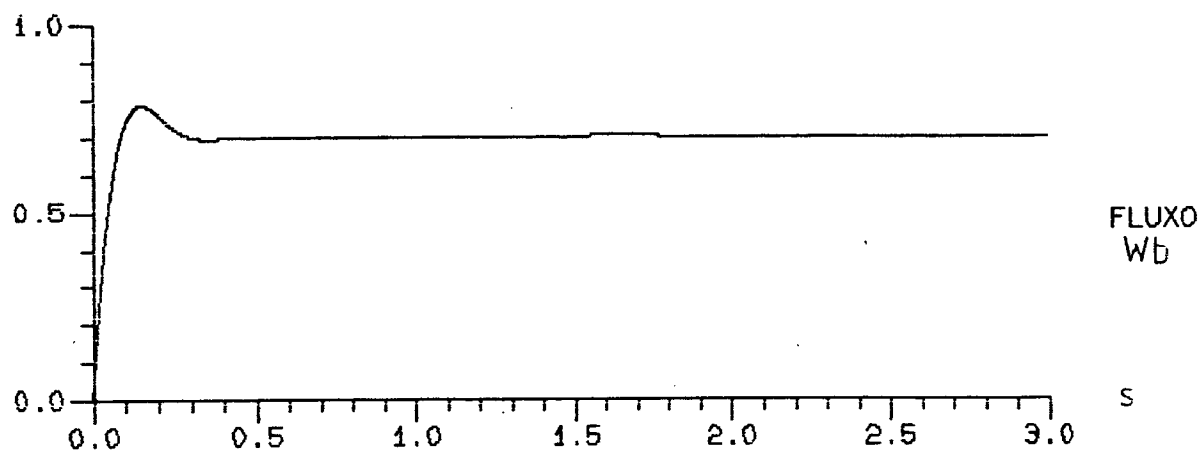
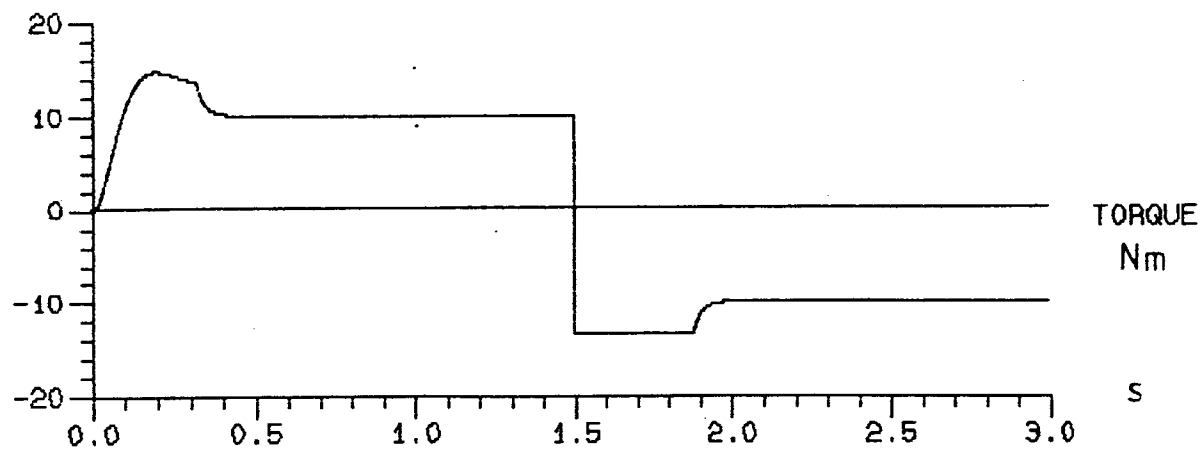


Fig. 4.28 - Comando Vetorial Direto com composição de tensão, alteração de velocidade e sem regulador de torque



(REGULADOR PI DE VELOCIDADE)

Fig. 4.29 - Comando Vetorial Direto em tensão com inversão de velocidade, composição de tensão e sem regulador de torque

4.4 - Considerações sobre Limitação de Grandezas

4.4.1 - Limite da Frequência Estatórica (ω_s)

A frequência estatórica ω_s em todas as simulações foi limitada na frequência nominal da máquina. Quando se trabalha com fluxo constante, as tensões são proporcionais à frequência. Nessa situação, limita-se a frequência estatórica para respeitar a capacidade de tensão dos conversores do acionamento. Para trabalhar à frequências acima da nominal é necessário, então, enfraquecer o fluxo.

4.4.2 - Limite da Frequência Rotórica (ω_r)

Quando se trabalha com comando escalar, a frequência rotórica é limitada porque a simplificação de algumas equações é feita considerando baixos ω_r (fluxo constante).

A dedução das equações no modelo com referencial no fluxo rotórico não leva em consideração nenhuma aproximação, logo não é necessário limitar a frequência rotórica.

Entretanto, a frequência rotórica é proporcional à corrente estatórica de eixo q, pois:

$$\omega_r = \frac{M \cdot i_{sq}}{T_R \cdot \phi_r} \quad (4.115)$$

Assim, a limitação da frequência rotórica ω_r visa limitar a corrente exigida do conversor, conforme sua capacidade de corrente.

Uma corrente grande na máquina acima do valor nominal não seria grande problema, desde que por pequeno tempo, devido à constante térmica da máquina.

Nas simulações efetuadas limitou-se a frequência rotórica no valor de máximo torque, para os valores nominais de alimentação.

4.4.3 - Limitações de Tensão, Corrente, Velocidade e Torque

As tensões e correntes da máquina foram limitadas com base nas limitações de ω_r (torque) e ω_s efetuadas.

Nas simulações com regulação de torque a saída do regulador foi limitada em corrente.

Nos reguladores de velocidade a saída foi limitada no torque máximo (acionamentos com regulador de torque) e corrente limite (acionamento sem regulador de torque).

4.5 = Comentários

À luz dos resultados obtidos, algumas conclusões podem ser tiradas.

Observa-se o bom desempenho dos reguladores, o que mostra o bom funcionamento do modelo. Também verifica-se, observando os resultados de comando vetorial direto com e sem regulador de torque que o mesmo é totalmente dispensável.

Além disso, comparando-se os resultados de comando vetorial direto e indireto, observa-se que o comando indireto pode ser considerado superior ao direto, por proporcionar mesmos resultados com menos reguladores.

C A P Í T U L O 5

ESTUDO DE SENSIBILIDADE A VARIAÇÃO DE
PARÂMETROS DO MOTOR DE INDUÇÃO COM
REFERENCIAL NO FLUXO ROTÓRICO

5.1 - Introdução

No estudo do motor de indução com referencial no fluxo rotórico obtém-se equações de torque e fluxo totalmente desacopladas (considerando fluxo constante). Entretanto, as equações de torque e fluxo obtidas são dependentes dos parâmetros L_R , M e R_R . Sabe-se que a resistência rotórica é função da temperatura, e também da frequência rotórica (frequência de escorregamento) devido ao efeito pelicular. Limitando-se o escorregamento da máquina a um baixo valor, podemos considerar a resistência rotórica independente da frequência rotórica, variando apenas com a temperatura. Além disso, as indutâncias L_R e M variam com o grau de saturação da máquina, sendo constantes quando o fluxo é garantidamente constante. A influência da variação de parâmetros no torque e fluxo do motor de indução é visto a seguir.

5.2 - Análise do Desacoplamento Torque-Fluxo com Variação de Parâmetros

Para a análise do desacoplamento torque-fluxo, vamos considerar o motor funcionando em regime permanente.

As equações (4.2), (4.4) e (4.9), aqui repetidas para facilitar o estudo, refletem essa situação:

$$\phi_r = M \cdot i_{sd} \quad (5.1)$$

$$T = n \frac{M}{L_R} \cdot \phi_r \cdot i_{sq} \quad (5.2)$$

$$\omega_r = \frac{R_R}{N} \cdot \frac{T}{\Phi_r^2} \quad (5.3)$$

A Fig. 5.1 apresenta fasorialmente o fluxo rotórico Φ_r , a corrente estatórica \bar{I}_s e suas componentes:

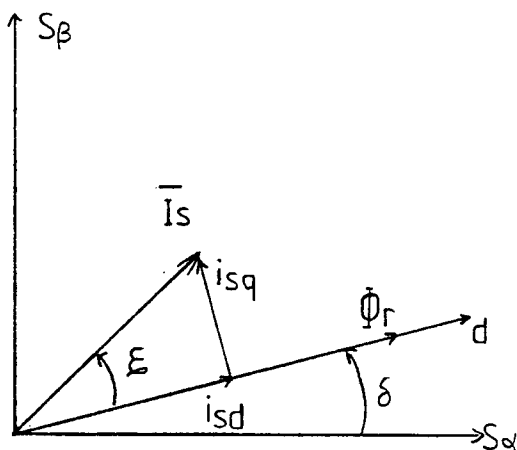


Fig. 5.1 - Diagrama fasorial de fluxo rotórico ($\bar{\Phi}_r$) e corrente estatórica (\bar{I}_s)

As equações (5.1) a (5.3) podem ser reescritas da seguinte forma:

$$i_{sd} = \frac{\Phi_r}{M} \quad (5.4)$$

$$i_{sq} = \frac{L_R}{N \cdot M} \cdot \frac{T}{\Phi_r} \quad (5.5)$$

$$\omega_r = \frac{R_R}{L_R} \cdot \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \quad (5.6)$$

O ângulo entre a corrente \bar{I}_s e o fluxo $\bar{\Phi}_r$ é dado por:

$$\epsilon = t_g^{-1} \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \quad (5.7)$$

Da eq. (5.6):

$$\frac{i_{sq}}{i_{sd}} = \omega_r \frac{L_R}{R_R} \quad (5.8)$$

Assim:

$$\epsilon = \tan^{-1}(\omega_r \cdot T_R) \quad (T_R = L_R/R_R) \quad (5.9)$$

Vamos considerar o motor com controle vetorial indireto (Fig. 5.2). As grandezas com "*" indicam grandezas estimadas da máquina, as outras grandezas indicam grandezas reais.

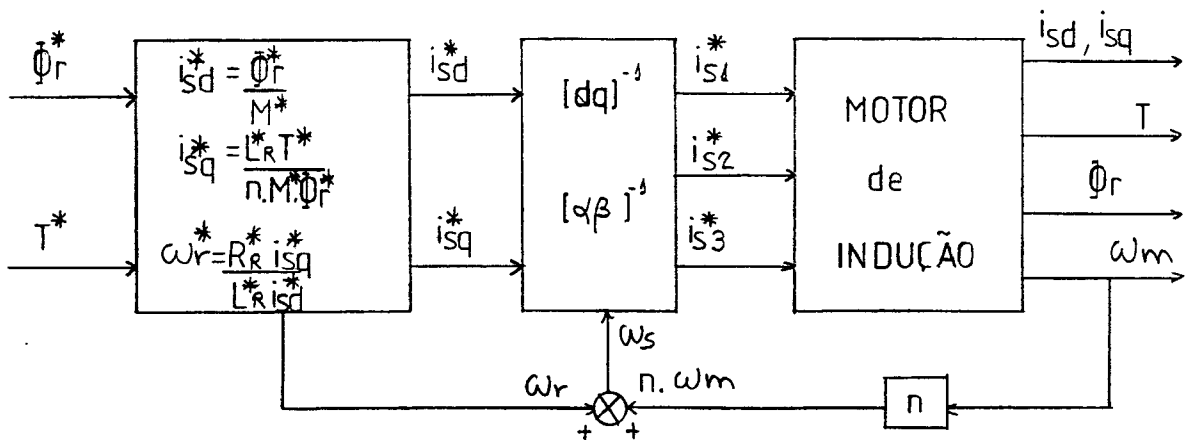


Fig. 5.2 - Controle Vetorial Indireto do motor de indução

O ângulo suposto entre corrente e fluxo vale:

$$\epsilon^* = \tan^{-1}(\omega_r^* \cdot T_R^*) \quad (5.10)$$

Se houve variação de parâmetros, o ângulo real entre corrente e fluxo é:

$$\epsilon = \tan^{-1}(\omega_r \cdot T_R) \quad (5.11)$$

Substituindo (5.12) e (5.4) em (5.2):

$$T = n \cdot \frac{M}{L_R} \cdot M \cdot i_{sd} \cdot \frac{L_R}{R_R} \cdot \omega_r \cdot i_{sd} \quad (5.13)$$

$$T = n \cdot \frac{M^2}{R_R} \cdot \omega_r \cdot i_{sd}^2 \quad (5.13)$$

Sabemos que (Fig. 5.1):

$$i_{sd}^2 + i_{sq}^2 = I_s^2 \quad (5.14)$$

$$i_{sd}^2 + \frac{L_R^2}{R_R^2} \cdot \omega_r^2 \cdot i_{sd}^2 = I_s^2 \quad (5.15)$$

$$i_{sd}^2 = \frac{R_R^2 \cdot I_s^2}{R_R^2 + \omega_r^2 \cdot L_R^2} \quad (5.16)$$

Então:

$$T = n \cdot \frac{M^2}{R_R} \cdot \frac{\omega_r \cdot R_R^2 \cdot I_s^2}{R_R^2 + \omega_r^2 \cdot L_R^2} \quad (5.17)$$

$$T = \frac{n \cdot M^2 \cdot \omega_r \cdot I_s^2 \cdot R_R}{R_R^2 + \omega_r^2 \cdot L_R^2} \quad (5.18)$$

Com comando vetorial indireto (Fig. 5.2), o torque estimado vale:

$$T^* = \frac{n \cdot M^{*2} \cdot \omega_r^* \cdot I_s^{*2} \cdot R_R^*}{R_R^{*2} + \omega_r^{*2} \cdot L_R^{*2}} \quad (5.19)$$

E o torque real:

$$T = \frac{n \cdot M^2 \cdot \omega_r^* \cdot I_S^{*2} \cdot R_R}{R_R^2 + \omega_r^{*2} \cdot L_r^2} \quad (5.20)$$

A relação T/T^* vale:

$$\frac{T}{T^*} = \frac{M^2 \cdot R_R \cdot (R_R^{*2} + \omega_r^{*2} \cdot L_R^{*2})}{M^{*2} R_R^* (R_R^2 + \omega_r^{*2} \cdot L_R^2)} \quad (5.21)$$

Definindo as relações:

$$\frac{R_R}{R_R^*} = \alpha \quad \frac{M}{M^*} = \beta \quad \frac{L_R}{L_R^*} \approx \frac{M}{M^*} = \beta \quad (5.22)$$

E substituindo em (5.21):

$$\frac{T}{T^*} = \frac{\beta^2 \cdot M^{*2} \cdot \alpha \cdot R_R^* \cdot (R_R^{*2} + \omega_r^{*2} \cdot L_R^{*2})}{M^{*2} R_R^* (\alpha^2 R_R^{*2} + \omega_r^{*2} \cdot \beta^2 \cdot L_R^{*2})} \quad (5.23)$$

$$\frac{T}{T^*} = \frac{\alpha \cdot \beta^2 \cdot (R_R^{*2} + \omega_r^{*2} \cdot L_R^{*2})}{(\alpha^2 \cdot R_R^{*2} + \omega_r^{*2} \cdot L_R^{*2} \cdot \beta^2)} \quad (5.24)$$

Dividindo numerador e denominador da eq. (5.24) por R_R^{*2} , chegamos a :

$$\frac{T}{T^*} = \frac{\alpha \cdot \beta^2 \cdot (1 + \omega_r^{*2} \cdot T_R^{*2})}{(\alpha^2 + \beta^2 \cdot \omega_r^{*2} \cdot T_R^{*2})} \quad (5.25)$$

A equação (5.25) nos fornece a relação de torque real por torque estimado com variação de resistência rotórica (α) e indutâncias rotórica e mútua (β).

5.4 - Sensibilidade do Fluxo a Variação de Parâmetros [13]

Da eq. (5.16), podemos tirar:

$$i_{sd} = \frac{I_S}{\sqrt{1 + \omega_r^2 \frac{L_R^2}{R_R^2}}} \quad (5.26)$$

Substituindo (5.26) em (5.1):

$$\phi_R = \frac{M \cdot I_S}{\sqrt{1 + \omega_r^2 \frac{L_R^2}{R_R^2}}} \quad (5.27)$$

O fluxo estimado vale:

$$\phi_R^* = \frac{M^* \cdot I_S^*}{\sqrt{1 + \omega_r^{*2} \frac{L_R^{*2}}{R_R^2}}} \quad (5.28)$$

E o fluxo real:

$$\phi_R = \frac{M^* \cdot I_S^*}{\sqrt{1 + \omega_r^* \frac{L_R^2}{R_R^2}}} \quad (5.29)$$

Então:

$$\frac{\phi_R}{\phi_R^*} = \frac{M \sqrt{1 + \omega_r^{*2} \frac{L_R^{*2}}{R_R^2}}}{M^* \sqrt{1 + \omega_r^* \frac{L_R^2}{R_R^2}}} \quad (5.30)$$

Utilizando as relações em (5.22):

$$\frac{\phi_R}{\phi_R^*} = \frac{\beta \cdot M^*}{M^*} \frac{\sqrt{1 + \omega_r^{*2} \cdot \frac{L_R^{*2}}{R_R^{*2}}}}{\sqrt{1 + \omega_r^{*2} \cdot \frac{\beta^2 \cdot L_R^{*2}}{\alpha^2 \cdot R_R^{*2}}}} \quad (5.31)$$

$$\frac{\phi_R}{\phi_R^*} = \beta \frac{\sqrt{1 + \omega_r^{*2} \cdot T_R^{*2}}}{\sqrt{1 + \frac{\beta^2}{\alpha^2} \cdot \omega_r^{*2} \cdot T_R^{*2}}} \quad (5.32)$$

A equação (5.32) nos fornece a relação entre o fluxo real e o fluxo estimado, quando a resistência rotórica (α) e as indutâncias (β) variam.

5.5 - Considerações sobre as Variações de R_R e $M(LR)$ [13]

A temperatura rotórica do motor de indução em geral varia até 130°C acima da temperatura ambiente. Essa faixa de variação significa uma variação da resistência rotórica de até 50% sobre seu valor nominal (temperatura ambiente). Com isso:

$$1 \leq \alpha \leq 1,5 \quad (5.33)$$

Por sua vez, as indutâncias mútua e rotórica diminuem de até 20% na região de saturação magnética, em relação ao valor nominal (considerando que as correntes estatóricas são no máximo o dobro da nominal). Operação do motor na região linear da curva B-H aumenta esses valores de até 20%. Assim:

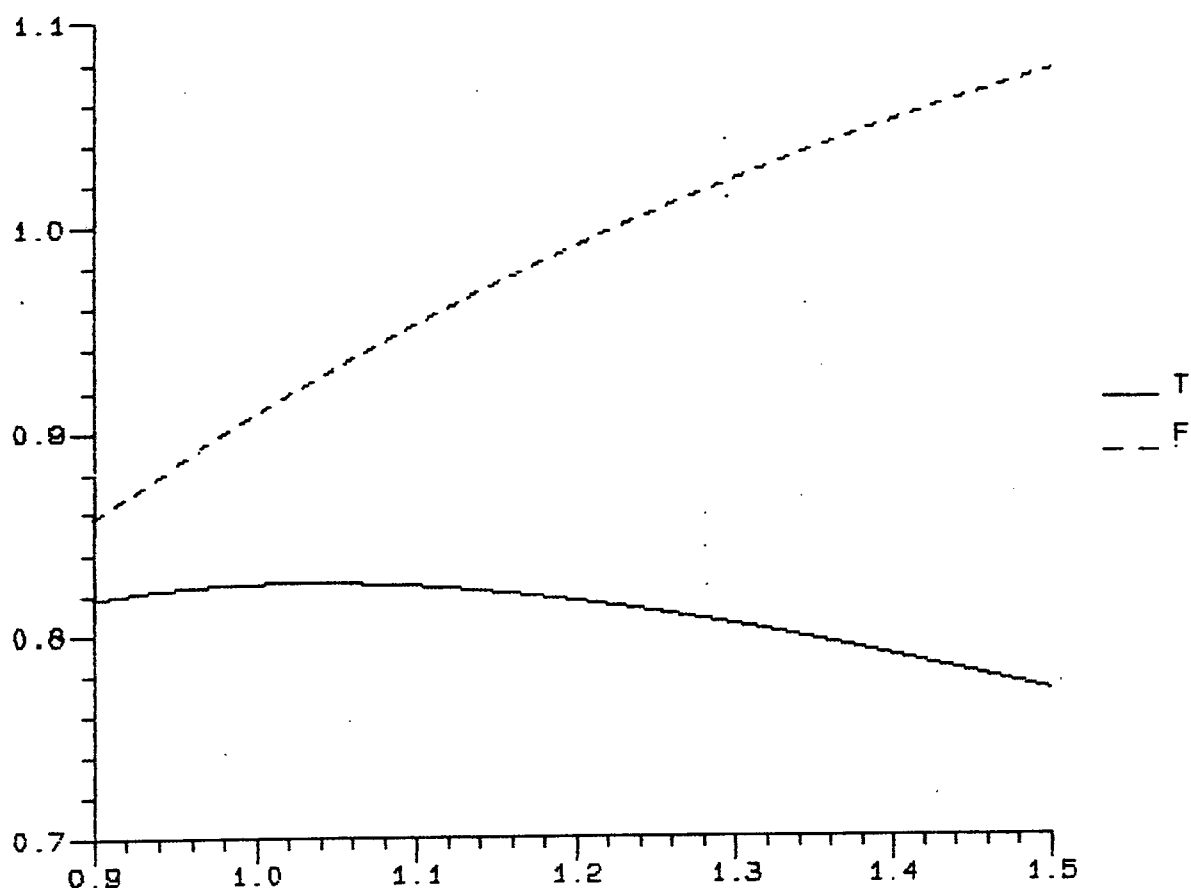
$$0,8 \leq \beta \leq 1,2 \quad (5.34)$$

5.6 - Curvas T/T^* e $\phi R/\phi R^*$, Simulações e Comentários

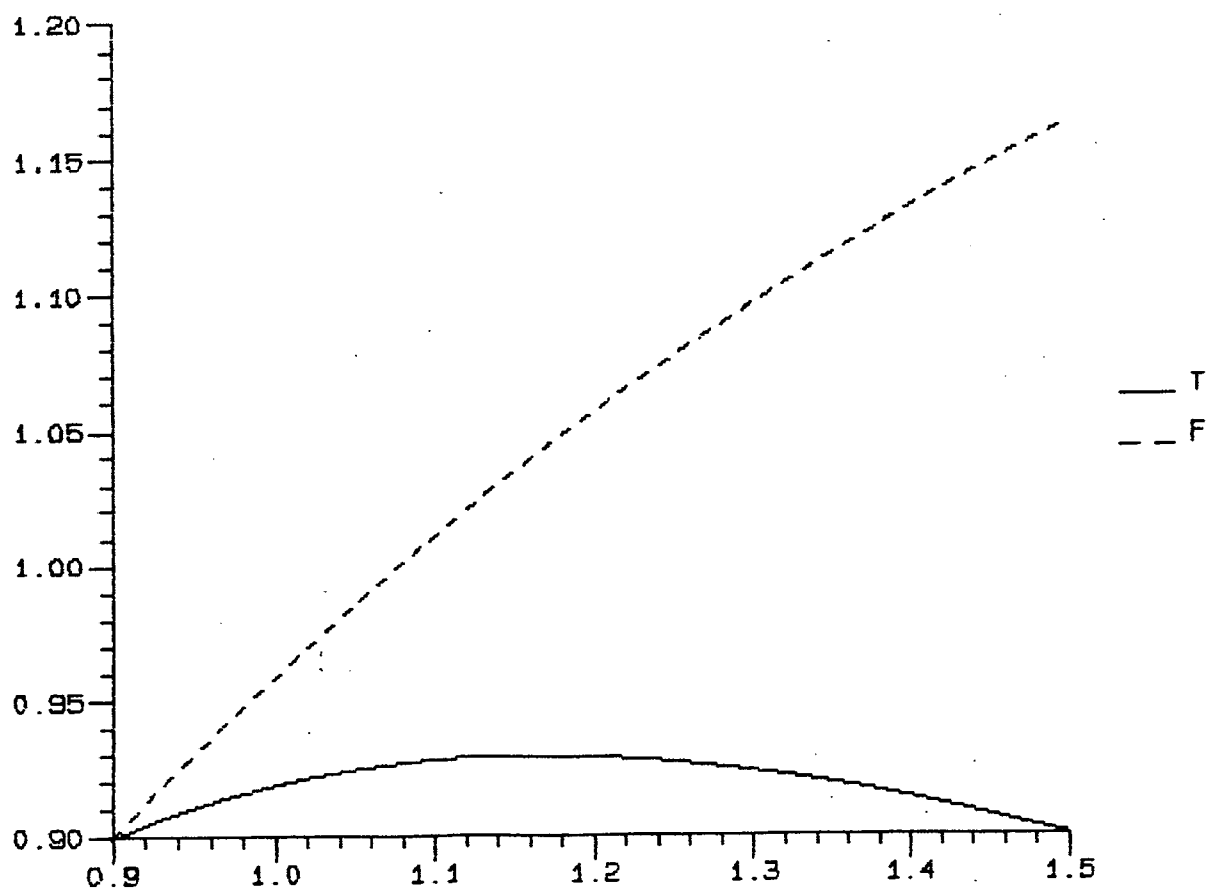
Para o motor das simulações efetuadas (apêndice A), e com as equações (5.25) e (5.32), obteve-se as curvas da Fig. 5.4, onde fêz-se α variar de 0,9 a 1,5, para valores de $\beta = 0,8; 0,9; 1,0; 1,1; 1,2$. Nas curvas, $\alpha = A$ e $\beta = B$.

Além disso, simulou-se o motor de indução com comando vetorial indireto e fez-se variar a resistência rotórica em + 20% durante a simulação. O resultado de torque e fluxo real está na Fig. 5.5. Posteriormente, variou-se simultaneamente a resistência rotórica em + 20% e as indutâncias em - 20%. O resultado está na Fig. 5.6 (os dados de simulação se encontram no apêndice A). Os resultados são aqueles esperados, consultando as curvas da Fig. 5.4 (o período transitório é devido ao ajuste de grandezas aos novos parâmetros - a variação foi em degrau). A alteração de parâmetros foi provocada a um tempo de 2[s].

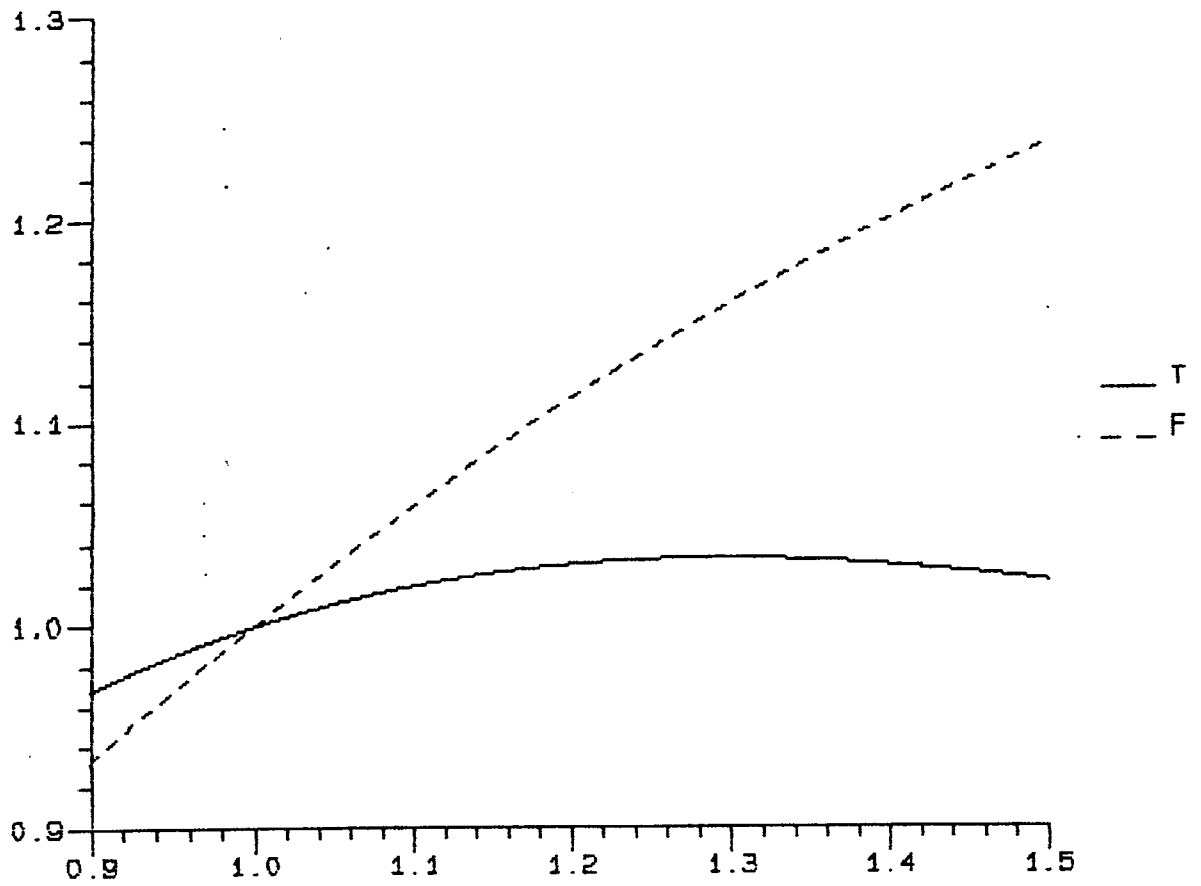
Pelos resultados obtidos verifica-se a importância de se ter os parâmetros do modelo idênticos ao do motor, para que o desempenho do sistema apresente sempre a mesma performance, uma vez que o torque e fluxo produzidos pela máquina estão diretamente ligados aos parâmetros da máquina devem ser seguidas por variação de parâmetro no modelo.



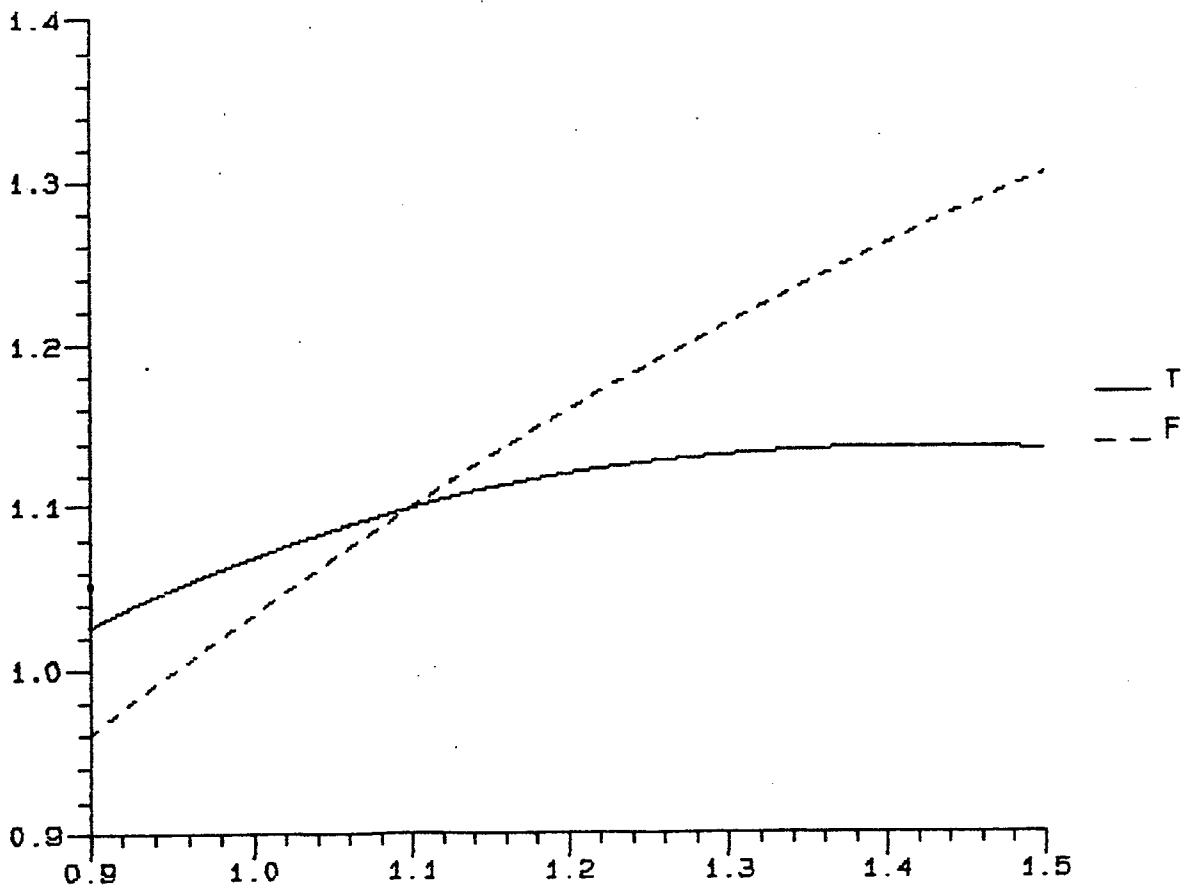
(a) RELACAO T_{REL}/T_{REF} E F_{REAL}/F_{REF} PARA $B=0.8$ (ALFA= EIXO X)



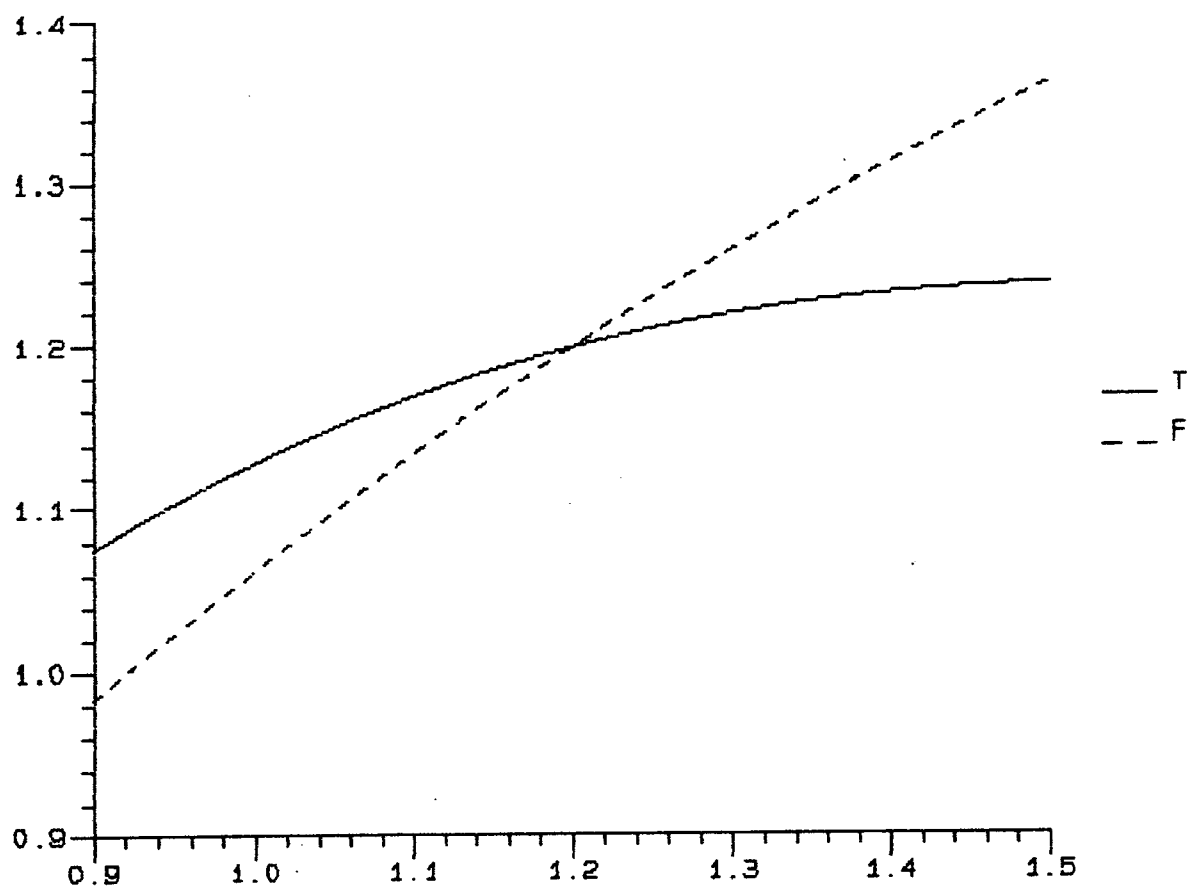
(b) RELACAO T_{REL}/T_{REF} E F_{REAL}/F_{REF} PARA $B=0.9$ (ALFA= EIXO X)



(c) RELACAO T_{REAL}/T_{REF} E F_{REAL}/F_{REF} PARA $B=1.0$ (α = EIXO X)



(d) RELACAO T_{REAL}/T_{REF} E F_{REAL}/F_{REF} PARA $B=1.1$ (α = EIXO X)



(e) RELACAO TREAL/TREF E FREAL/FREF PARA B=1.2 (ALFA= EIXO X)

Fig. 5.4 - Relações de Torque e Fluxo em Relação à Referência para Variação de Parâmetros

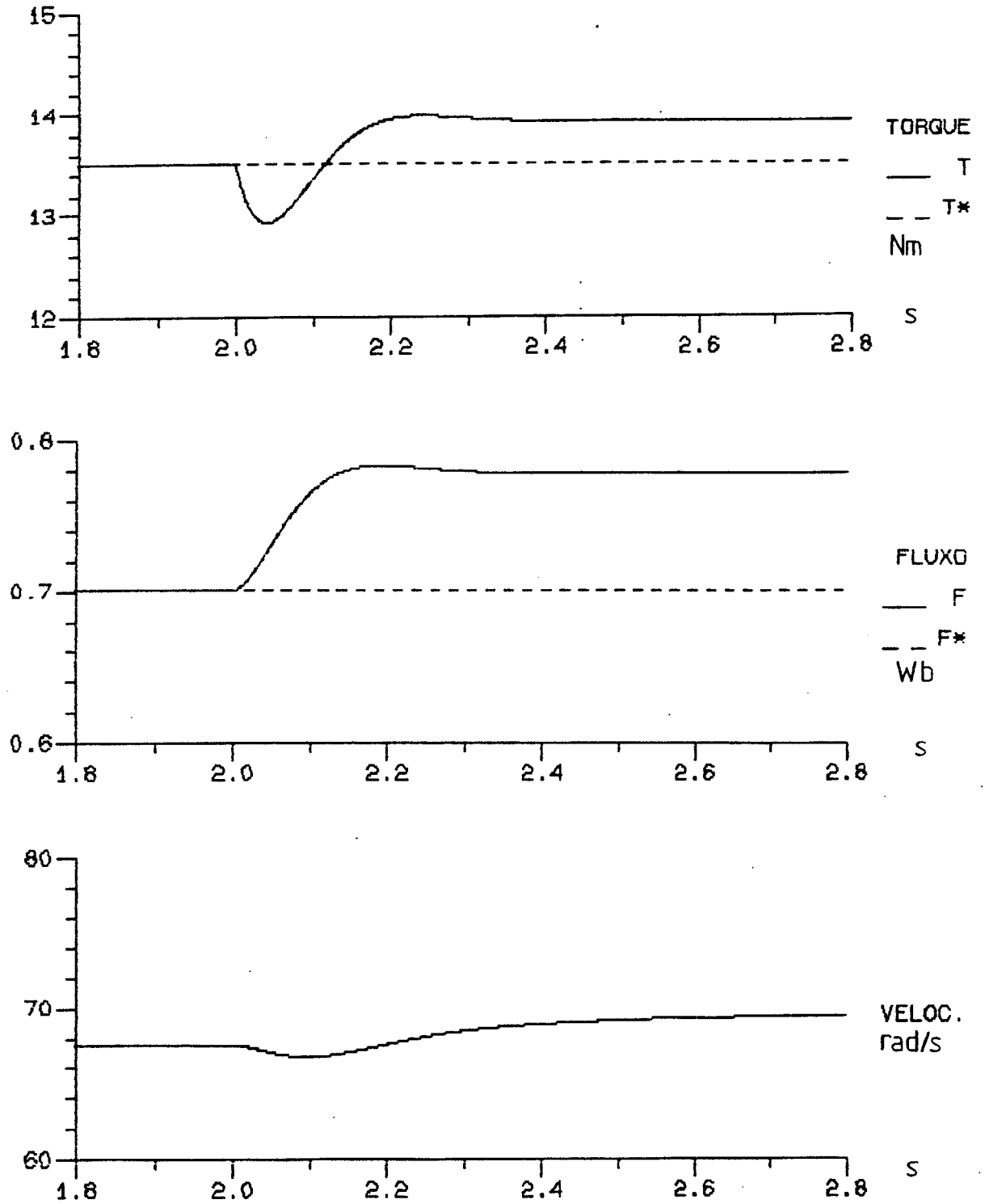


Fig. 5.5 - Simulação com Variação de Parâmetros:
Alfa = 1.2, Beta = 1.0

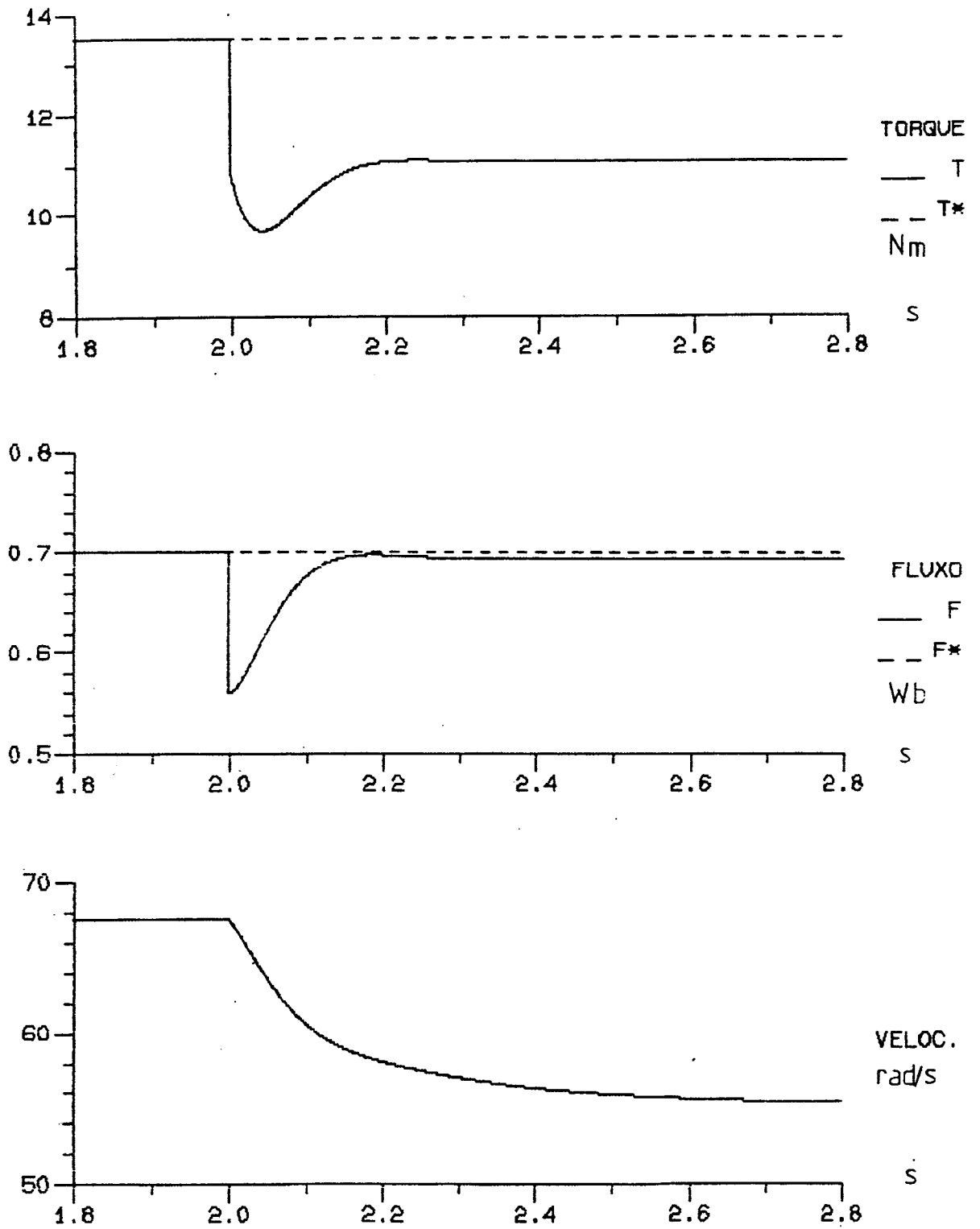


Fig. 5.6 - Simulação com Variação de Parâmetros:

Alfa = 1.2, Beta = 0.8

C A P Í T U L O 6

IDENTIFICAÇÃO DE PARÂMETROS DE MOTORES DE INDUÇÃO

6.1 - Introdução

Como foi visto no capítulo anterior, a variação de parâmetros (R_R , L_R , M) do motor de indução leva a perda do desacoplamento torque-fluxo, no modelo com orientação no fluxo. Com isso, o fluxo e torque produzidos pela máquina assumem valores diferentes dos valores de referência do acionamento.

É importante, para garantir a validade das equações utilizadas, manter-se atualizados os parâmetros da máquina. Existem vários esquemas de atualização de parâmetros [15, 16, 17]. A análise aqui efetuada identifica os parâmetros da máquina injetando correntes (ou tensões) de frequência pré-estabelecida e sensorando as tensões (ou correntes) produzidas [15].

6.2 - Método com Injeção de Corrente a uma Frequência dada [15]

As equações de tensão do motor de indução para uma corrente de frequência $\dot{\theta}$, em coordenadas de PARK com referencial girando sincronamente a uma frequência $\dot{\theta}$ são:

$$[v_s]_{dq} = R_S [i_s]_{dq} + \frac{d}{dt} [\phi_s]_{dq} + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} [\phi_s]_{dq} \cdot \dot{\theta} \quad (6.1)$$

$$[v_r]_{dq} = R_R [i_r]_{dq} + \frac{d}{dt} [\phi_r]_{dq} + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} [\phi_r]_{dq} (\dot{\theta} - n\dot{\theta}) \quad (6.2)$$

Onde $\dot{\theta}$ é a velocidade mecânica do rotor. Os fluxos valem:

$$[\phi_S]_{dq} = L_S [i_S]_{dq} + M[i_r]_{dq} \quad (6.3)$$

$$[\phi_S]_{dq} = L_R [i_r]_{dq} + M[i_S]_{dq} \quad (6.4)$$

Aproximando-se as variações de fluxo como nulas (o que é exato em regime permanente), podemos escrever as tensões de cada eixo como:

$$v_{sd} = R_S i_{sd} - L_S i_{sq} \cdot \dot{\theta} - M \cdot i_{rq} \cdot \dot{\theta} \quad (6.5)$$

$$v_{sq} = R_S i_{sq} - L_S i_{sd} \cdot \dot{\theta} + M \cdot i_{rd} \cdot \dot{\theta} \quad (6.6)$$

$$0 = R_R i_{rd} - L_R i_{rq}(\dot{\theta} - n\dot{\theta}) - M \cdot i_{sq}(\dot{\theta} - n\dot{\theta}) \quad (6.7)$$

$$0 = R_R i_{rq} + L_R i_{rd}(\dot{\theta} - n\dot{\theta}) + M \cdot i_{sd}(\dot{\theta} - n\dot{\theta}) \quad (6.8)$$

Da eq. (6.7):

$$i_{rd} = \frac{L_R}{R_R} i_{rq}(\dot{\theta} - n\dot{\theta}) + \frac{M}{R_R} i_{sq}(\dot{\theta} - n\dot{\theta}) \quad (6.9)$$

Substituindo a eq. (6.9) em (6.8):

$$R_R i_{rq} + L_R(\dot{\theta} - n\dot{\theta}) \left[\frac{L_R}{R_R} i_{rq}(\dot{\theta} - n\dot{\theta}) + \frac{M}{R_R} i_{sq}(\dot{\theta} - n\dot{\theta}) \right] + M i_{sd}(\dot{\theta} - n\dot{\theta}) = 0 \quad (6.10)$$

$$i_{rq} \left[R_R + \frac{L_R^2}{R_R} (\dot{\theta} - n\dot{\theta})^2 \right] + \frac{M L_R}{R_R} (\dot{\theta} - n\dot{\theta})^2 i_{sq} + M i_{sd}(\dot{\theta} - n\dot{\theta}) = 0 \quad (6.11)$$

$$i_{rq} \left[\frac{R_R^2 + L_R^2 (\dot{\theta} - n\dot{\theta})^2}{R_R} \right] = - \frac{M L_R}{R_R} (\dot{\theta} - n\dot{\theta}) i_{sq} - M i_{sd}(\dot{\theta} - n\dot{\theta}) \quad (6.12)$$

$$i_{r_q} = - \frac{-M L_R (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta})^2 i_{s_q}}{R_R^2 + L_R^2 (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta})^2} - \frac{M R_R (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta}) i_{s_d}}{R_R^2 + L_R^2 (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta})^2} \quad (6.13)$$

Com a eq. (6.13) na eq.(6.9):

$$i_{r_d} = \frac{L_R}{R_R} (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta}) \left[\frac{-M L_R (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta})^2 i_{s_q}}{R_R^2 + L_R^2 (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta})^2} - \frac{M R_R (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta}) i_{s_d}}{R_R^2 + L_R^2 (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta})^2} \right] + \frac{M}{R_R} i_{s_q} (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta}) \quad (6.14)$$

$$i_{r_d} = \frac{-M L_R (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta})^2 i_{s_d}}{R_R^2 + L_R^2 (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta})^2} + \frac{M (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta})}{R_R} i_{s_q} \left[1 - \frac{L_R^2 (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta})^2}{R_R^2 + L_R^2 (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta})^2} \right] \quad (6.15)$$

$$i_{r_d} = \frac{-M L_R (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta})^2 i_{s_d}}{R_R^2 + L_R^2 (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta})^2} + \frac{M (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta}) i_{s_q}}{R_R} \left[\frac{R_R^2 + L_R^2 (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta})^2 - L_R^2 (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta})^2}{R_R^2 + L_R^2 (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta})^2} \right] \quad (6.16)$$

$$i_{r_d} = \frac{-M L_R (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta})^2 i_{s_d}}{R_R^2 + L_R^2 (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta})^2} + \frac{M (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta}) R_R i_{s_q}}{R_R^2 + L_R^2 (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta})^2} \quad (6.17)$$

Substituindo a eq. (6.13) na eq. (6.5):

$$v_{s_d} = R_S i_{s_d} - L_S i_{s_q} \dot{\vartheta} - M \dot{\vartheta} \left[\frac{-M L_R (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta})^2 i_{s_q}}{R_R^2 + L_R^2 (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta})^2} - \frac{M R_R (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta}) i_{s_d}}{R_R^2 + L_R^2 (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta})^2} \right] \quad (6.18)$$

$$v_{s_d} = \left[R_S + \frac{M^2 R_R (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta}) \dot{\vartheta}}{R_R^2 + L_R^2 (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta})^2} \right] i_{s_d} - \dot{\vartheta} \left[L_S - \frac{M^2 L_R (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta})^2}{R_R^2 + L_R^2 (\dot{\vartheta} - n \dot{\theta})^2} \right] i_{s_q} \quad (6.19)$$

Com a eq. (6.17) na eq. (6.6):

$$v_{sq} = R_S i_{sq} + L_S i_{sd} \dot{\theta} + M \dot{\theta} \left[\frac{-M L_R (\dot{\theta} - n\dot{\theta})^2 i_{sd}}{R_R^2 + L_R^2 (\dot{\theta} - n\dot{\theta})^2} + \frac{M R_R (\dot{\theta} - n\dot{\theta}) i_{sq}}{R_R^2 + L_R^2 (\dot{\theta} - n\dot{\theta})^2} \right] \quad (6.20)$$

$$v_{sq} = \left[R_S + \frac{M^2 R_R (\dot{\theta} - n\dot{\theta}) \dot{\theta}}{R_R^2 + L_R^2 (\dot{\theta} - n\dot{\theta})^2} \right] i_{sq} + \dot{\theta} \left[L_S - \frac{M^2 L_R (\dot{\theta} - n\dot{\theta})^2}{R_R^2 + L_R^2 (\dot{\theta} - n\dot{\theta})^2} \right] i_{sd} \quad (6.21)$$

Para alimentação em corrente, as equações (6.19) e (6.21) tornam possível a identificação de parâmetros (se a alimentação é em tensão, basta escrever as equações (6.19) e (6.21) explicitando as correntes em função de v_{sd} e v_{sq}).

Para atualizar parâmetros, basta injetar correntes a uma frequência conhecida, sobrepostas às correntes normais. As tensões de estator são então detectadas, e as componentes de frequência idêntica à corrente injetada são filtradas.

Por exemplo, injetando-se uma corrente de frequência zero, com o referencial no vetor corrente, a partir da eq. (6.19) obtém-se R_S ; a equação (6.21) nos fornecerá a relação entre R_R e as indutâncias (as quais podem ser consideradas de relação constante entre si). Injetando-se uma corrente a uma outra frequência pré-determinada, obtém-se pelo menos mais uma equação relacionando R_R e as indutâncias. Então, atualiza-se as indutâncias e a resistência rotórica. Apesar do bom desempenho que este sistema pode apresentar, ele apresenta problemas pela quantidade de manipulações que envolve, e também porque as tensões de atualização de parâmetros são pequenas perante a tensão de alimentação, exigindo boa resolução na detecção de tensão [15].

6.3 - Método de Atualização com Referencial na Corrente

Este método é apenas uma simplificação do método anterior, pois não necessita de alimentação de corrente além das correntes normais da máquina.

A saturação do circuito magnético do motor é dada pela curva B-H do material magnético (Fig. 6.1).

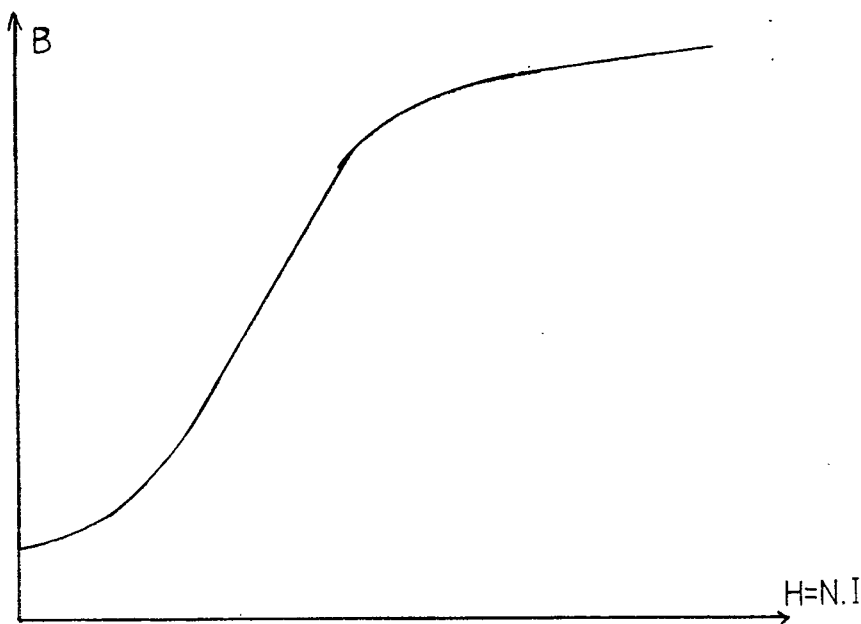


Fig. 6.1 - Curva de magnetização típica de material magnético

Assim, a saturação do fluxo rotórico é função apenas da corrente em fase com o fluxo, o que significa que no acionamento com orientação no fluxo rotórico basta manter a corrente I_{sd} constante que estaremos mantendo o nível de saturação da máquina (fluxo constante). Alterações na resistência rotórica podem levar a perda de desacoplamento entre fluxo e corrente i_{sq} , o que poderia alterar a corrente que realmente está em fase com o fluxo rotórico, mudando o nível de saturação conforme a curva B-H da máquina, e alterando as indutâncias envolvidas.

Se, então, regularmente atualizamos o valor da re-

Logo:

$$is_{qI} = 0 \quad (6.22)$$

A equação (6.21) torna-se:

$$v_{sqI} = \dot{\vartheta} \left[L_S \frac{M^2 L_R (\dot{\vartheta} - n\dot{\theta})^2}{R_R^2 + L_R^2 (\dot{\vartheta} - n\dot{\theta})^2} \right] is_{dI} \quad (6.23)$$

$$\dot{\vartheta} = \omega_S \quad (\text{regime permanente}) \quad (6.24)$$

$$(\dot{\vartheta} - n\dot{\theta}) = (\omega_S - n\omega_m) = \omega_r \quad (6.25)$$

$$is_{dI} = I_S \quad (6.26)$$

As indutâncias L_S , M e L_R são conhecidas e constantes. Então:

$$v_{sqI} = \omega_S \left[\frac{L_S R_R^2 + L_S L_R^2 \omega_r^2 - M^2 L_R \omega_r^2}{R_R^2 + L_R^2 \omega_r^2} \right] I_S \quad (6.27)$$

$$R_R^2 v_{sqI} + L_R^2 \omega_r^2 v_{sqI} = \omega_S I_S \left[L_S R_R^2 + L_S L_R^2 \omega_r^2 - M^2 L_R \omega_r^2 \right] \quad (6.28)$$

$$R_R^2 (v_{sqI} - \omega_S I_S L_S) = \omega_S I_S (L_S L_R^2 \omega_r^2 - M^2 L_R \omega_r^2) - L_R^2 \omega_r^2 v_{sqI} \quad (6.29)$$

$$R_R^2 = \frac{\omega_S I_S L_S L_R^2 \omega_r^2 - M^2 L_R \omega_r^2 \omega_S I_S - L_R^2 \omega_r^2 v_{sqI}}{v_{sqI} - \omega_S I_S L_S} \quad (6.30)$$

$$R_R^2 = \frac{\omega_r^2 L_R (L_R \omega_S I_S L_S - M^2 \omega_S I_S - L_R v_{sqI})}{v_{sqI} - \omega_S I_S L_S} \quad (6.31)$$

$$R_R = \sqrt{\frac{\omega_r^2 L_R (\omega_s I_S L_R L_S - M^2 \omega_s I_S - L_R v_{sqI})}{v_{sqI} - \omega_s I_S L_S}} \quad (6.32)$$

A partir da eq.(6.32), obtém-se a resistência rotórica a qualquer instante. Entretanto, existem três situações em que a eq. (6.32) não é válida (ver eq.(6.27)):

- 1) Quando a tensão v_{sqI} é nula. Ocorre para frequência estatórica nula, corrente I_S nula, ou $L_S = [M^2 L_R \omega_r^2 / (R_R^2 + L_R^2 \omega_r^2)]$.
- 2) Quando a frequência rotórica é nula. Nesse caso, a tensão v_{sqI} é devida apenas à indutância L_S .
- 3) Quando o fluxo não se mantém constante (condição para a dedução das equações).

Assim, quando o motor se encontra em uma (ou mais) das três situações acima, não se aplica a eq. (6.32).

Utilizando-se essa abordagem, a eq. (6.32) possibilita a identificação de parâmetros não só para alimentação em corrente mas também para alimentação em tensão, regime permanente.

6.4 - Metodologia para Identificação de R_R

Na Fig. 6.3 vemos os fasores \bar{V}_S e \bar{I}_S de um motor de indução, e suas componentes para o eixo d da transformada de PARK situado no fasor \bar{I}_S (aqui chamado de d_I):

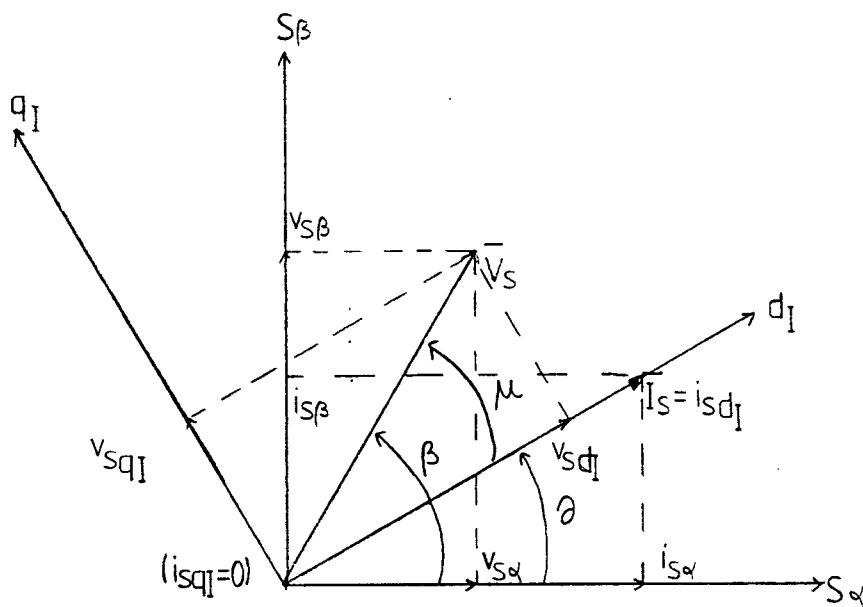


Fig. 6.3 - Diagrama Fasorial de Tensão (\bar{V}_S) e Corrente (\bar{I}_S)

Se a alimentação é em corrente, o vetor \bar{I}_S é imposto. O vetor tensão é então medido (\bar{V}_S), e calcula-se v_{sqI} .

Com alimentação em tensão, o vetor \bar{V}_S é imposto. O vetor corrente é medido (\bar{I}_S) e v_{sqI} calculado.

A obtenção de \bar{V}_S a partir das tensões de fase v_{s1} , v_{s2} e v_{s3} é obtido pelas equações:

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} \quad (6.33)$$

$$\bar{V}_S = \left| \sqrt{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} \right| \left| \text{tg}^{-1}(v_{s\beta}/v_{s\alpha}) \right| \quad (6.34)$$

Da mesma forma, para \bar{I}_S :

$$\begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_{S3} \end{bmatrix} \quad (6.35)$$

$$I_S = \left| \sqrt{i_{S\alpha}^2 + i_{S\beta}^2} \right| \left| t_g^{-1}(i_{S\beta}/i_{S\alpha}) \right| \quad (6.36)$$

O ângulo μ vale:

$$\mu = t_g^{-1}(v_{S\beta}/v_{S\alpha}) - t_g^{-1}(i_{S\beta}/i_{S\alpha}) \quad (6.37)$$

E a tensão v_{sqI} :

$$v_{sqI} = \left| \sqrt{v_{S\alpha}^2 + v_{S\beta}^2} \right| \sin \mu \quad (6.38)$$

e:

$$I_S = |\bar{I}_S| = \left| \sqrt{i_{S\alpha}^2 + i_{S\beta}^2} \right|$$

$$\omega_r = \omega_s - n \cdot \omega_m \quad (6.40)$$

Com os resultados das eqs. (6.38), (6.39) e (6.40) calcula-se o valor de R_R :

$$R_R = \sqrt{\frac{\omega_r^2 L_R (\omega_s I_S L_R L_S - M^2 I_S \omega_s - L_R v_{sqI})}{v_{sqI} - \omega_s I_S L_S}} \quad (6.41)$$

Obedecidas, é claro, as restrições vistas na página 107, e motor em regime permanente.

6.5 - Resultados de Simulação e Comentários

Simulou-se o motor de indução, com variação da resistência rotórica em degrau, para o mesmo motor das simulações anteriores, bem como com variação exponencial de resistência rotórica, em situações em que se tentou respeitar as restrições vistas na pág. 107. A resistência rotórica foi identificada e atualizada no modelo do motor de indução utilizado para controle.

Na Fig. 6.4a vemos os resultados para comando vetorial indireto em corrente com variação exponencial de R_R , e na Fig. 6.4b para variação em degrau.

O mesmo se repete na Fig. 6.5, porém a alimentação é em tensão.

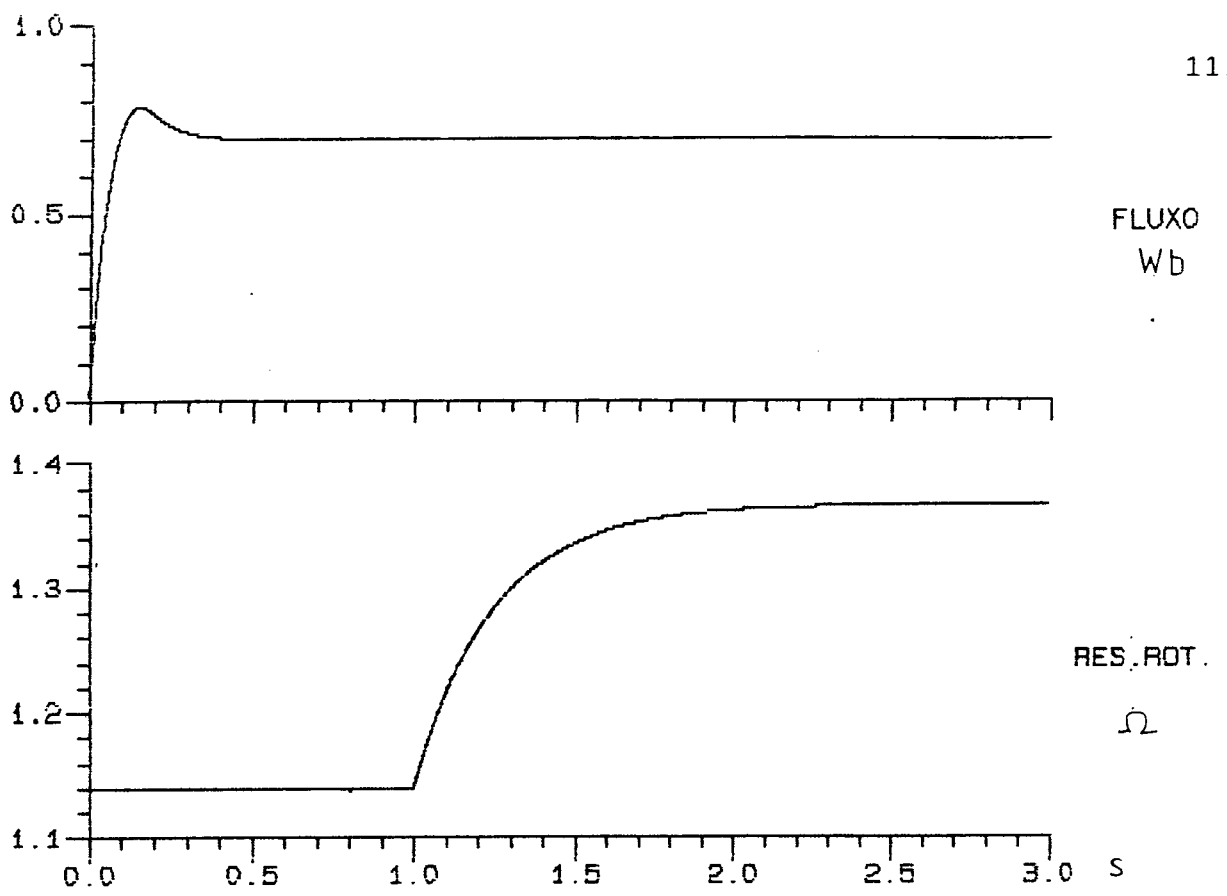
Nas figuras 6.6 e 6.7 temos as mesmas condições das Figs. 6.4 e 6.5, porém o comando é vetorial direto.

A variação da resistência rotórica em todas as simulações foi de + 20%, passando de $1,14[\Omega]$ para $1,37[\Omega]$. A variação exponencial foi imposta com uma constante de tempo de $0,25\text{ s}$. Todas as variações ocorreram a um tempo de $1[\text{s}]$.

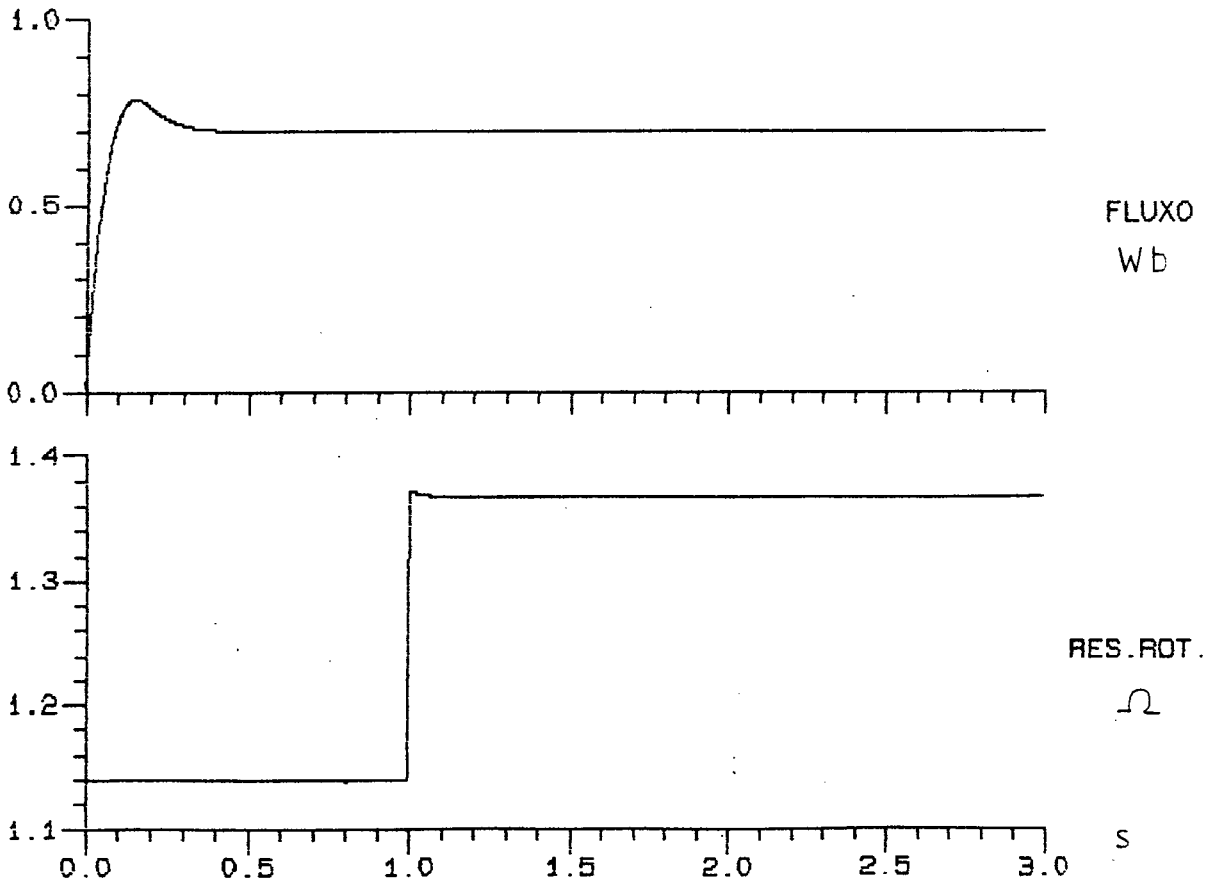
Como se observa, a variação exponencial da resistência rotórica apresentou ótimos resultados de identificação e atualização.

A variação em degrau também apresentou bons resultados, entretanto, por ter sido uma variação súbita, por uns instantes a derivada de fluxo não foi nula, resultando na instabilidade inicial da identificação.

É interessante notar que numa máquina real a resistência rotórica varia de forma exponencial, de acordo com a constante térmica da máquina, o que indica que, respeitadas as restrições vistas na pág. 107, o método aqui descrito fornece bons resultados (regime permanente).

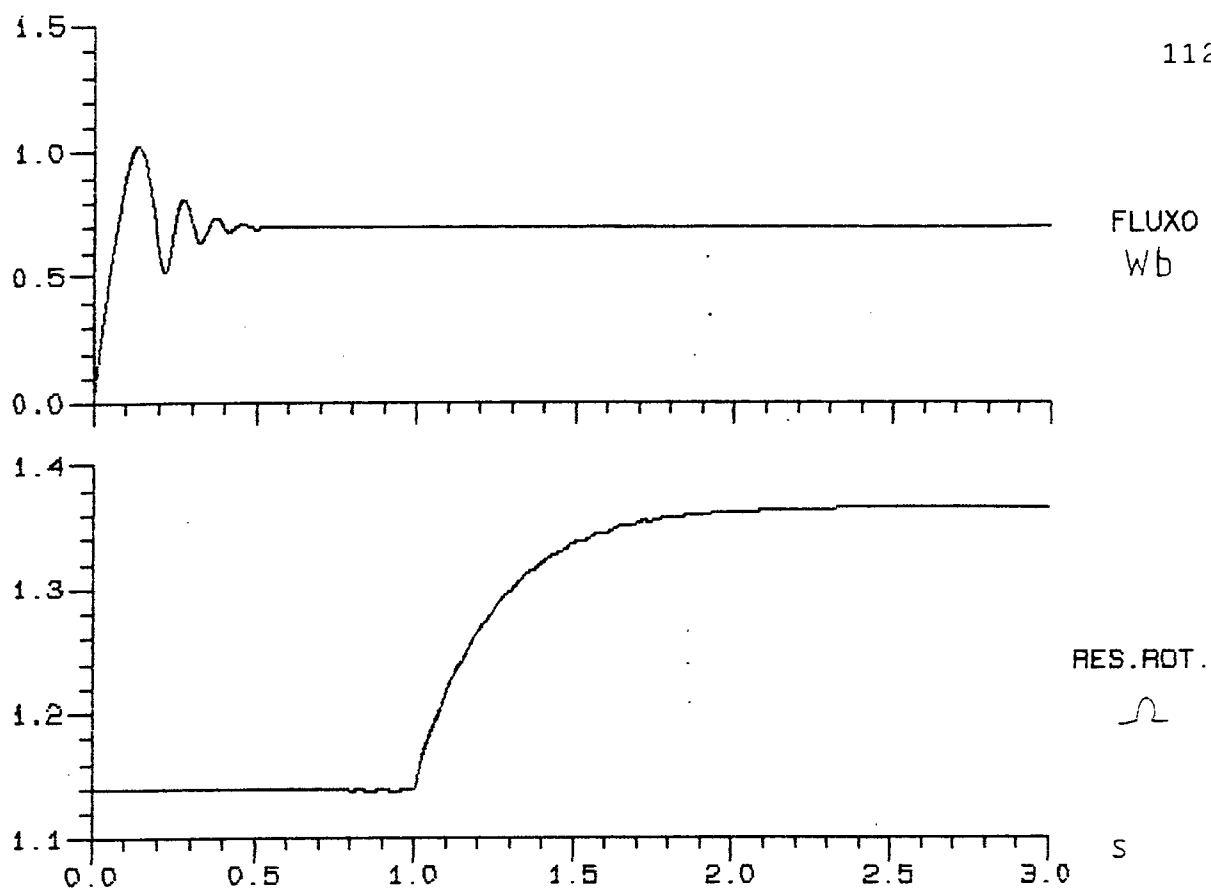


(a) COMANDO VETORIAL INDIRETO EM CORRENTE

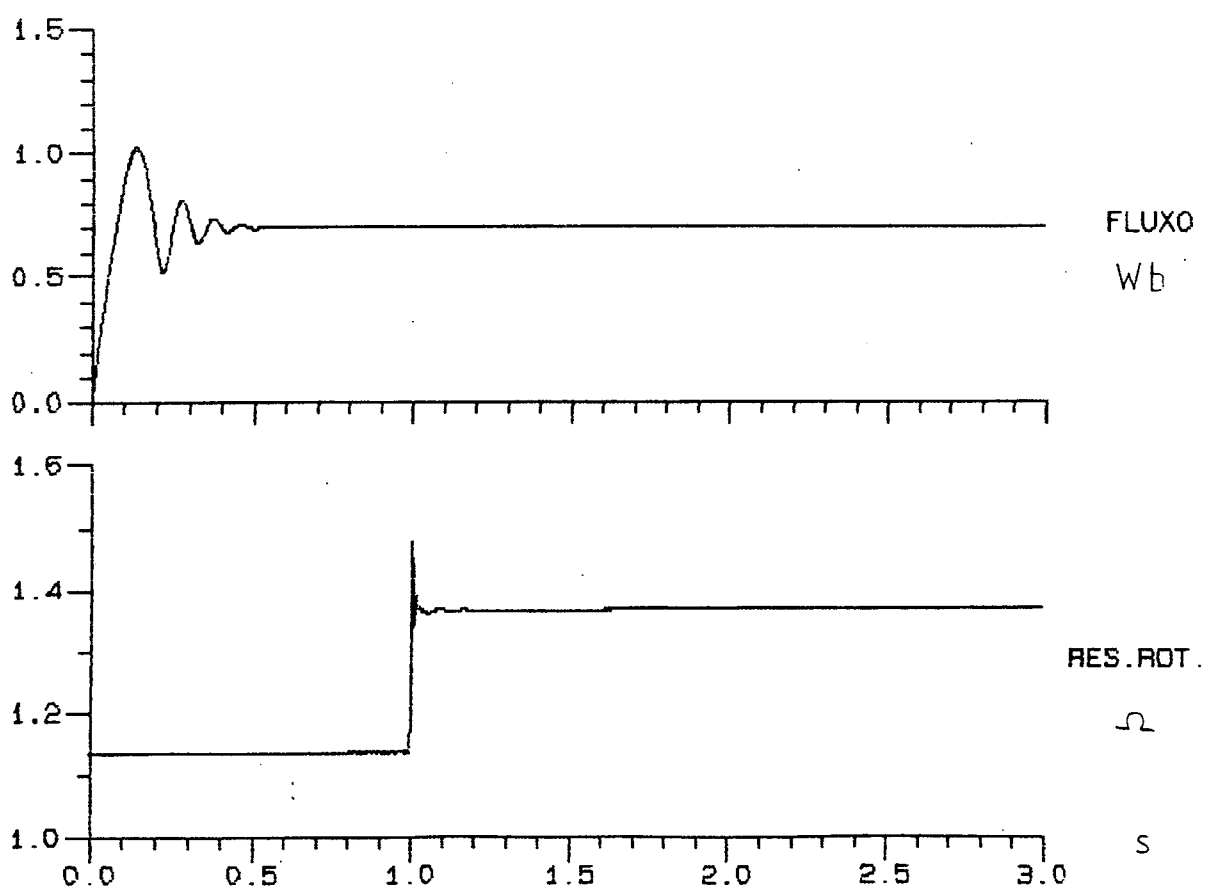


COMANDO VETORIAL INDIRETO EM CORRENTE

Fig. 6.4 - Resultados de Identificação e Atualização da Resistência Rotórica

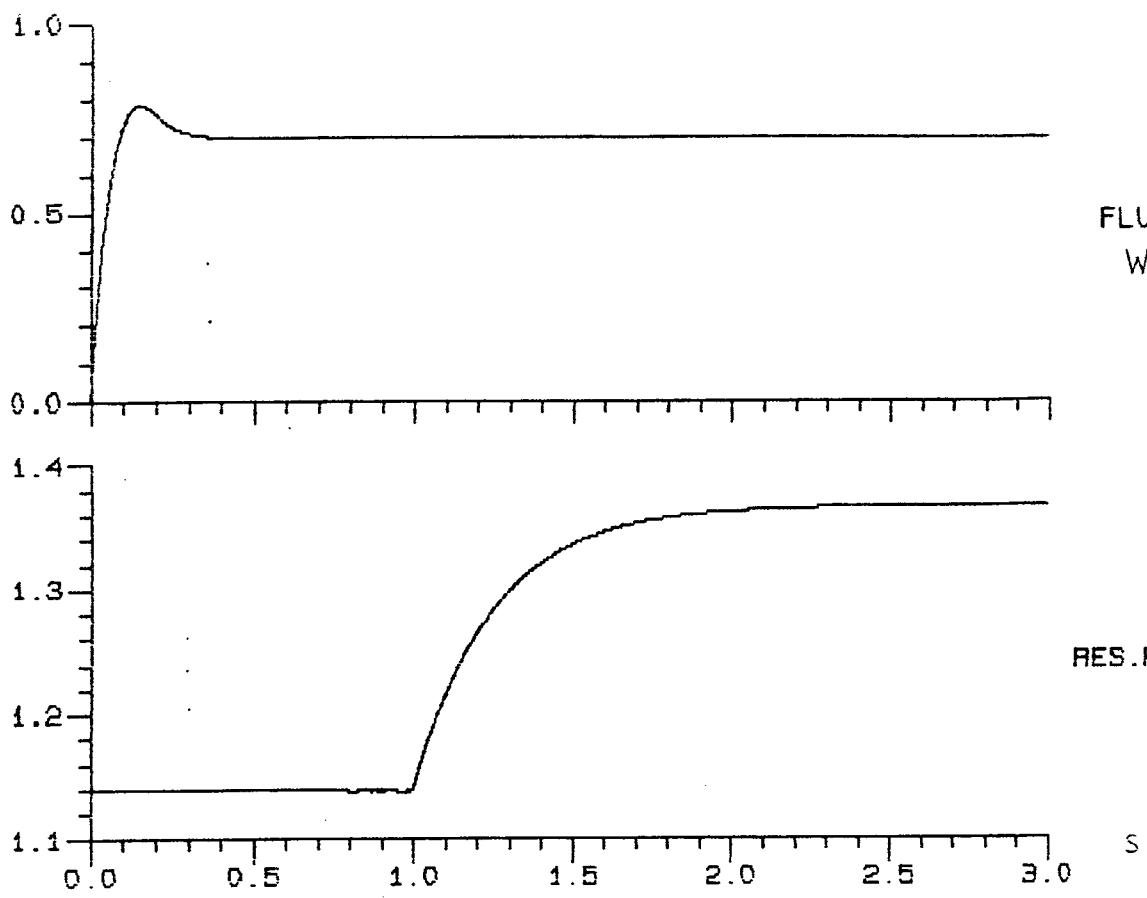


(a) COMANDO VETORIAL INDIRETO EM TENSÃO

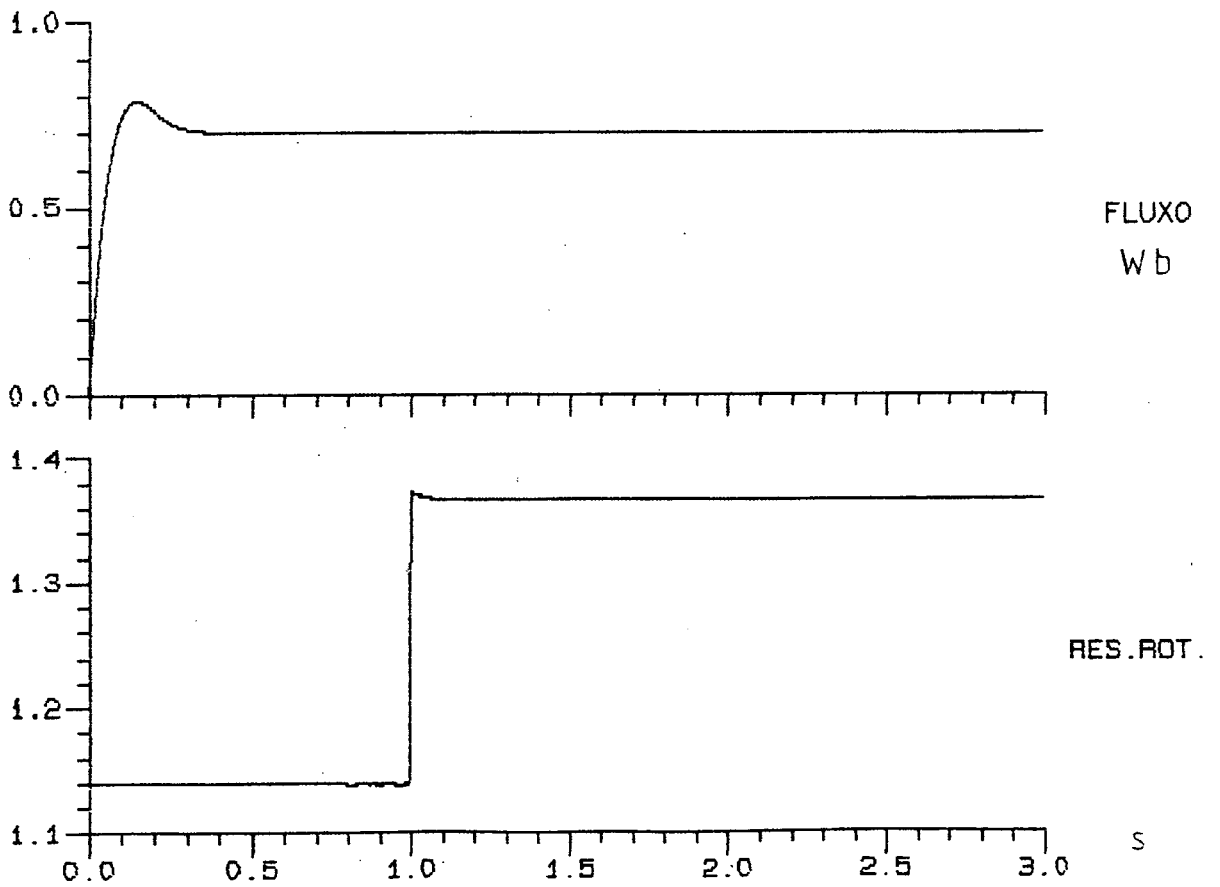


(b) COMANDO VETORIAL INDIRETO EM TENSÃO

Fig. 6.5 - Resultados de Identificação e Atualização de R_R

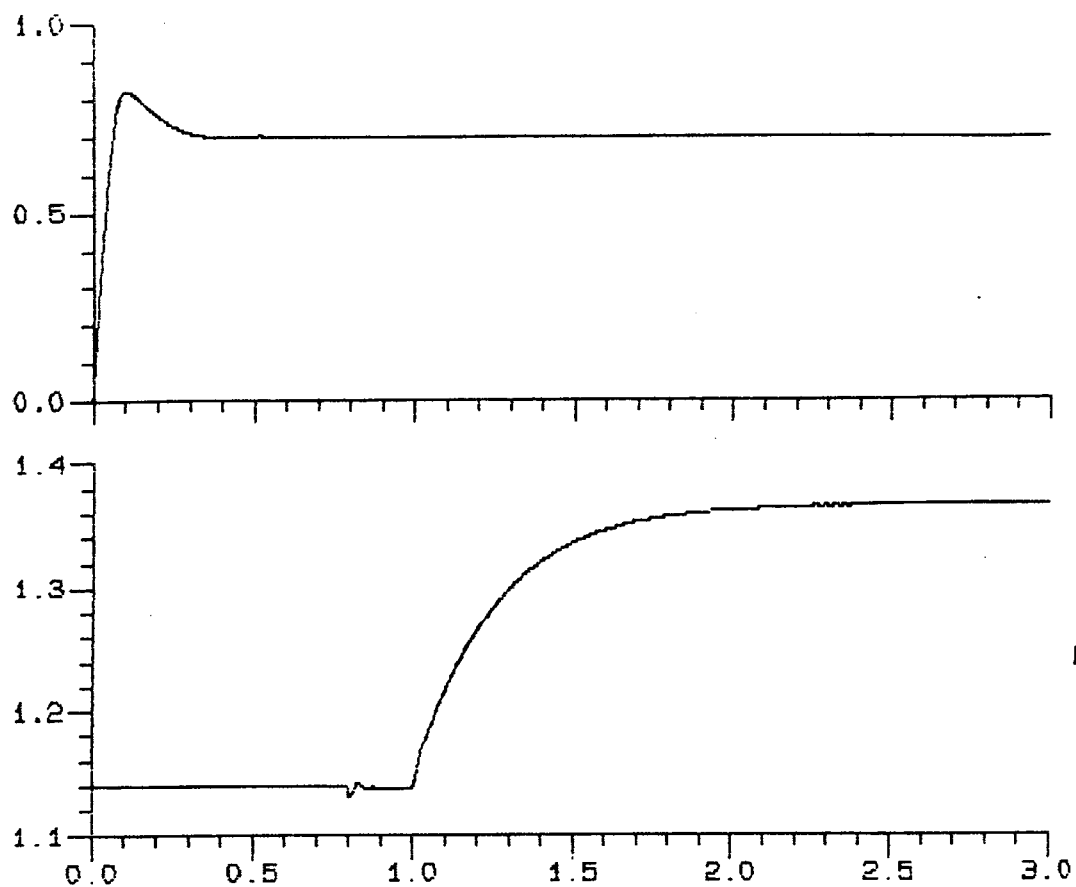


(a) COMANDO VETORIAL DIRETO EM CORRENTE

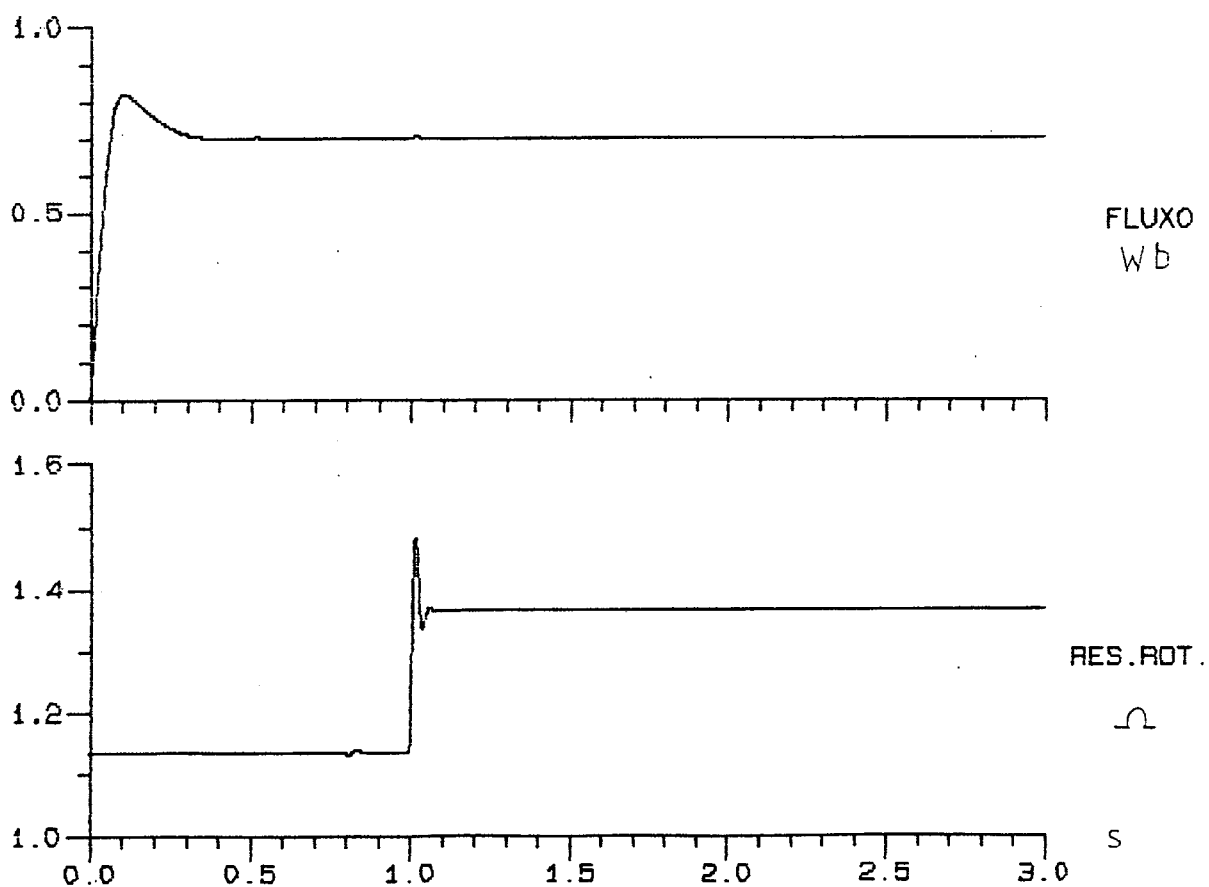


(b) COMANDO VETORIAL DIRETO EM CORRENTE

Fig. 6.6 - Resultados de Identificação e Atualização de R_R



(a) COMANDO VETORIAL DIRETO EM TENSÃO



(b) COMANDO VETORIAL DIRETO EM TENSÃO

Fig. 6.7 - Resultados de Identificação e Atualização da Resistência Rotórica

C A P Í T U L O 7

VERIFICAÇÃO EXPERIMENTAL DO MODELO DO MOTOR DE
INDUÇÃO COM ORIENTAÇÃO NO FLUXO ROTÓRICO

7.1 - Descrição da Montagem Efetuada

O esquema da montagem efetuada para verificação do modelo do motor de indução com orientação vetorial (referencial no fluxo rotórico) pode ser visto na Fig. 7.1:

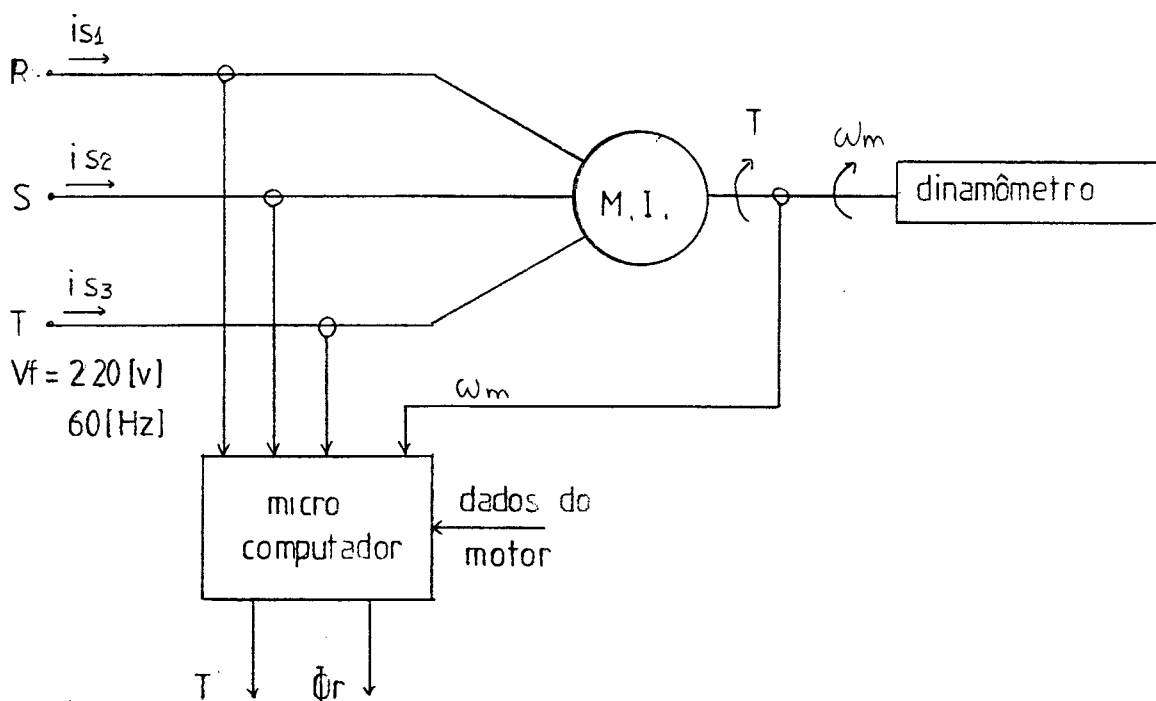


Fig. 7.1 - Montagem para verificação experimental
do modelo com orientação vetorial

O motor de indução trifásico foi alimentado a uma tensão de fase constante de $220 [V]$, e uma frequência de $60 [Hz]$. O intervalo de amostragem para aquisição de grandezas através do microcomputador foi de $0,8333 [ms]$. O motor foi acionado com carga constante, para calcular torque e fluxo nessas condições.

Como transdutor de corrente foram utilizados trans

formadores de corrente comerciais (TC). Entretanto, o sistema de interface do microcomputador requeria nível de tensão de algumas unidades de volts, para garantir boa precisão das medidas efetuadas, o que inviabilizou a utilização de resistência shunt no enrolamento secundário dos TC's, já que fornecem tensão, à corrente nominal, da ordem de dezenas de milivolts.

Fêz-se necessário então a construção de pequenos transformadores de corrente de alta relação de transformação, o que possibilitou a utilização de resistências de centenas de ohms no secundário do segundo TC, o que, conjugado com as baixas correntes do secundário (da ordem de miliampêres), forneceu o nível de tensão requerido pela interface. A Fig. 7.2 mostra o transdutor de corrente adaptado:

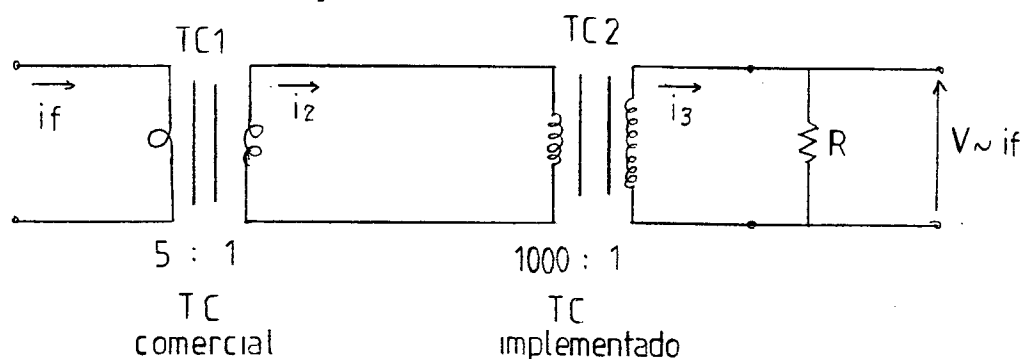


Fig. 7.2 - Transdutor de Corrente utilizado

A Fig. 7.3 mostra, para um pequeno intervalo de tempo da amostragem total (que foi da ordem de $3,2[s]$), as três correntes de fase adquiridas (i_{s1} , i_{s2} , i_{s3}).

Analisando-se as formas de onda observa-se que elas estão em desequilíbrio, o qual pode ter sido introduzido pela não linearidade dos transdutores de corrente ao longo de toda a variação de corrente, o que mostra a necessidade de, em implementações futuras, utilizar-se transdutores de corrente de melhor resposta.

Para a aquisição de velocidade utilizou-se um tacômetro gerador C.C., conectado a um divisor resistivo para adaptação de tensão.

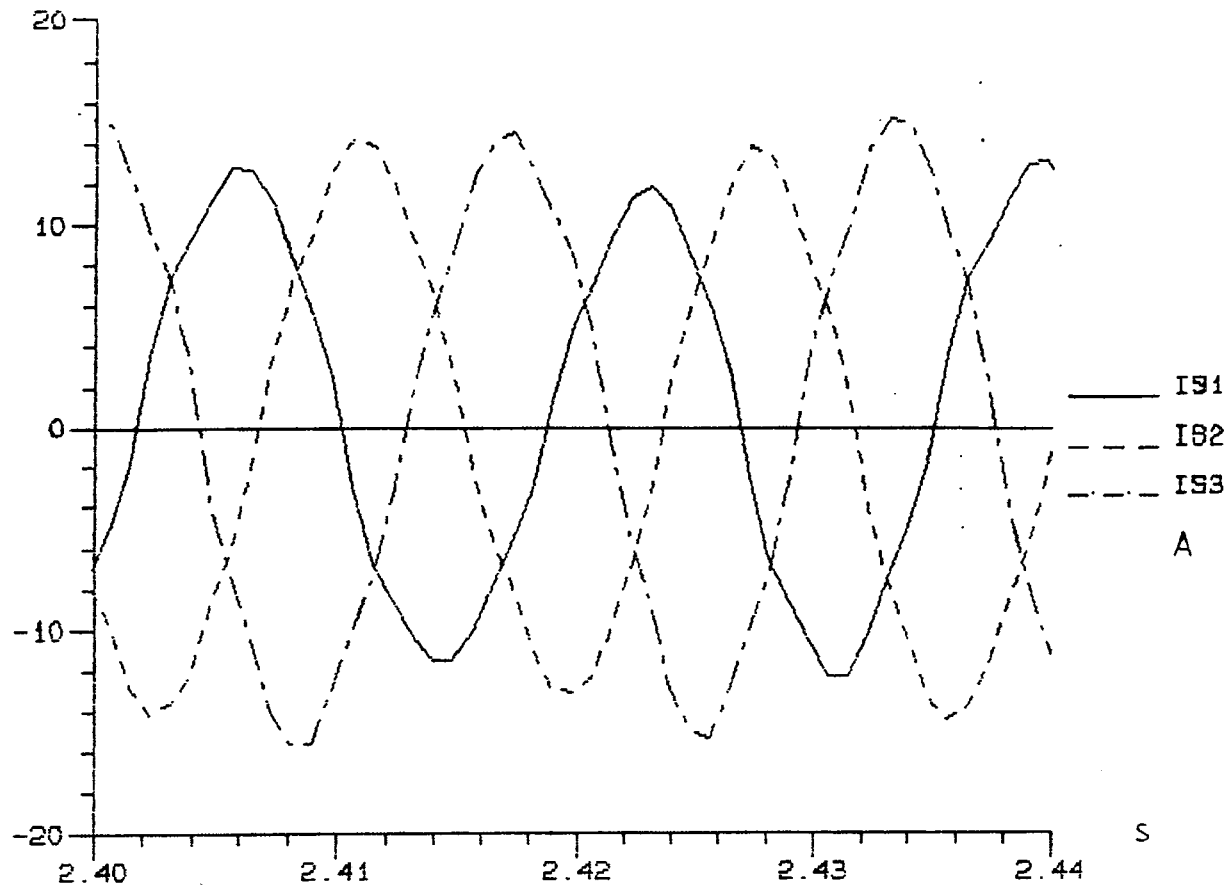


Fig. 7.3 - Forma de onda das correntes medidas

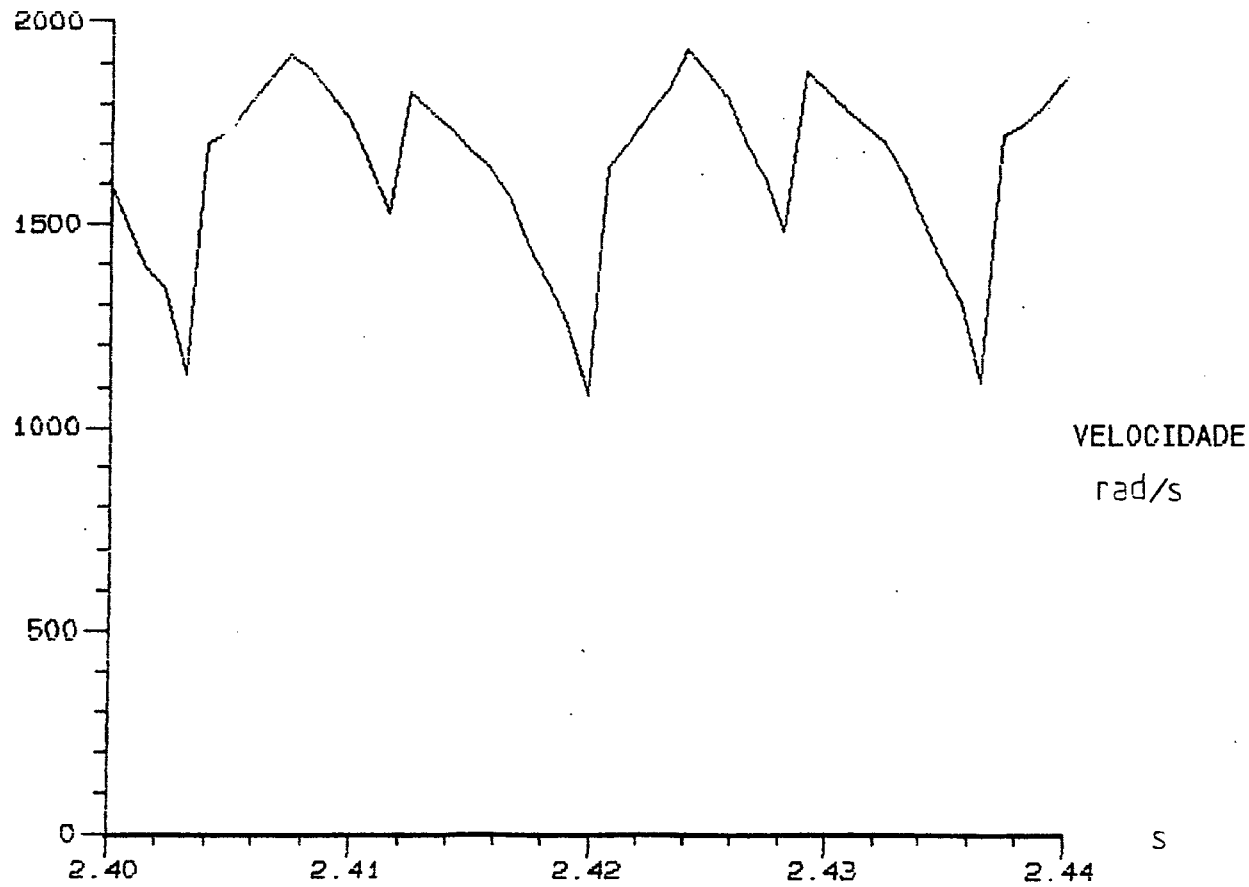


Fig. 7.4 - Forma de onda da velocidade medida

A Fig. 7.4 mostra a curva de velocidade adquirida, para um pequeno intervalo de tempo da amostra total. Percebe-se o nível de ruído presente na onda medida, o que mostra a necessidade de se utilizar tacogerador de melhor desempenho, por exemplo, digital. Se fosse utilizada a velocidade adquirida, os cálculos seriam totalmente invalidados. Mediu-se, então, com um tacômetro manual, a velocidade do acionamento, para utilização no modelo, o que forneceu 1765[rpm].

O microcomputador utilizado foi um compatível IBM-XT. O dinamômetro consistia de um gerador C.C. e uma balança de torque.

7.2 - Cálculo de Torque e Fluxo no Modelo Vetorial

Com as grandezas medidas, e os parâmetros da máquina, utilizou-se as seguintes equações, já apresentadas no Cap.3, para o cálculo de torque e fluxo:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (7.1)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta & \sin \delta \\ -\sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (7.2)$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{R_R}{L_R} (M i_{sd} - \phi_r) \quad (7.3)$$

$$\frac{d\delta}{dt} = \frac{R_R \cdot M i_{sq}}{L_R \phi_r} + n \cdot \omega_m \quad (7.4)$$

$$T = n \frac{M}{L_R} \phi_r i_{sq} \quad (7.5)$$

As equações diferenciais (7.3) e (7.4) foram inicializadas com valores diferentes dos reais, já que estes de início não são conhecidos, o que leva a um pequeno transitório numérico nos resultados de fluxo e torque.

7.3 - Cálculos com os Parâmetros do Motor fornecidos pelo fabri- cante

Os parâmetros do motor utilizado fornecidos pelo fabricante, e com correção de temperatura, podem ser vistos no quadro 1:

$r_1 = 0,519 \text{ } [\Omega]$
$r_2 = 0,438 \text{ } [\Omega]$
$\ell_1 = 2,76 \times 10^{-3} \text{ } [H]$
$\ell_2 = 4,91 \times 10^{-3} \text{ } [H]$
$M = 9,91 \times 10^{-2} \text{ } [H]$

Quadro 1 - Parâmetros fornecidos pelo fabricante.

O circuito equivalente em regime permanente é visto na Fig. 7.5:

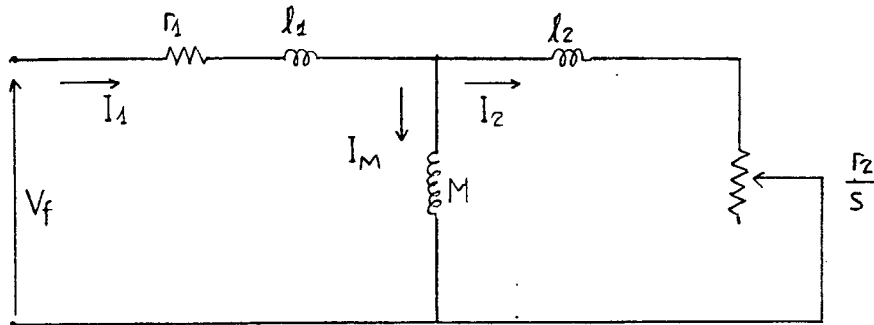


Fig. 7.5 - Motor de Indução em regime permanente ,
por fase

Os resultados de torque e fluxo para esses parâmetros podem ser vistos na Fig. 7.6. As oscilações de torque e fluxo podem ser devidas, além de erros nos transdutores de corrente, a possíveis desequilíbrios no circuito elétrico e magnético das três fases do motor.

O valor de torque obtido no dinamômetro oscilava ligeiramente em torno do valor $18,8[\text{N.m}]$. Utilizando-se um programa de análise harmônica, obteve-se como componente contínua de torque o valor $23,5[\text{N.m}]$, um pouco acima do medido, mesmo se considerarmos que no modelo o torque inclui as perdas mecânicas.

7.4 - Cálculos com os Parâmetros do Motor Medidos

Os parâmetros do motor medidos a partir de ensaios a vazio e de rotor bloqueado são os que constam no quadro 2.

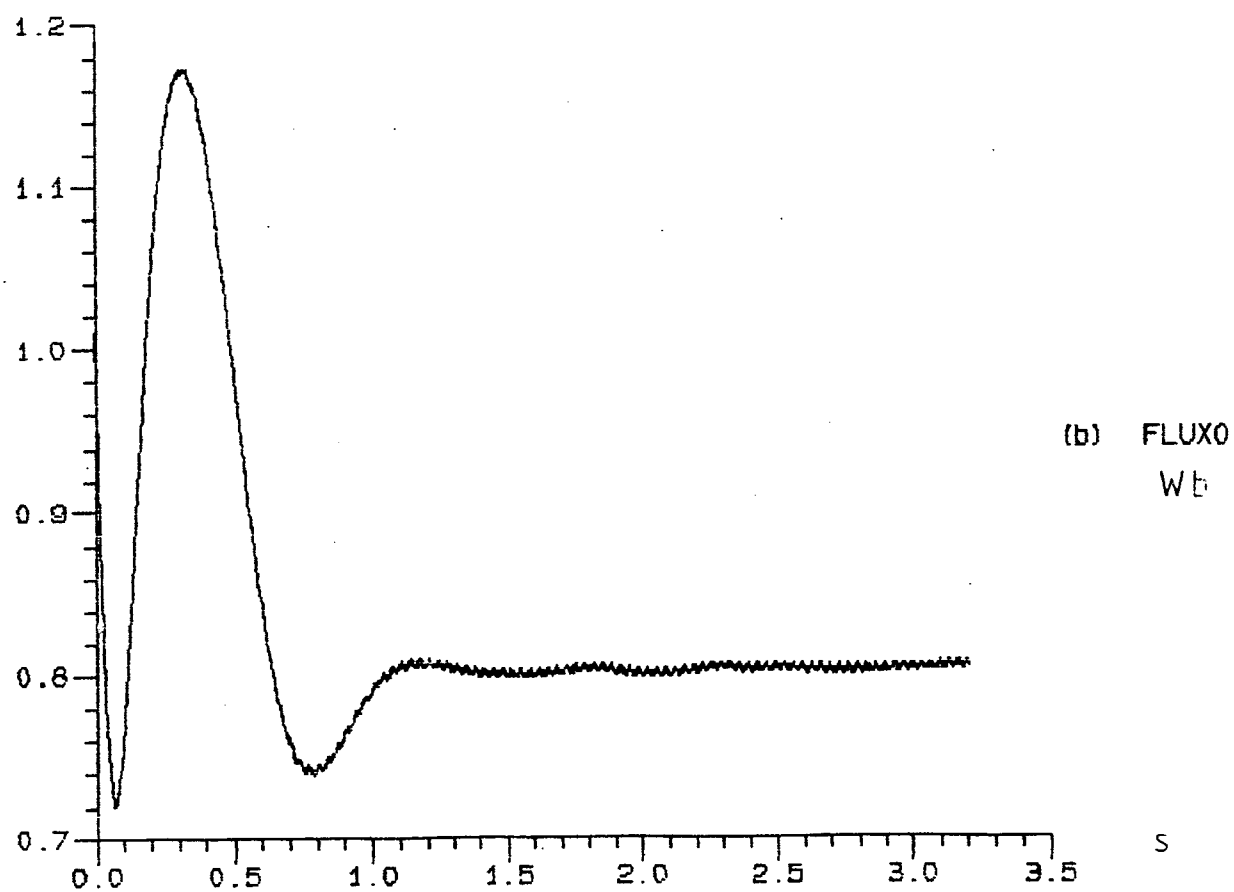
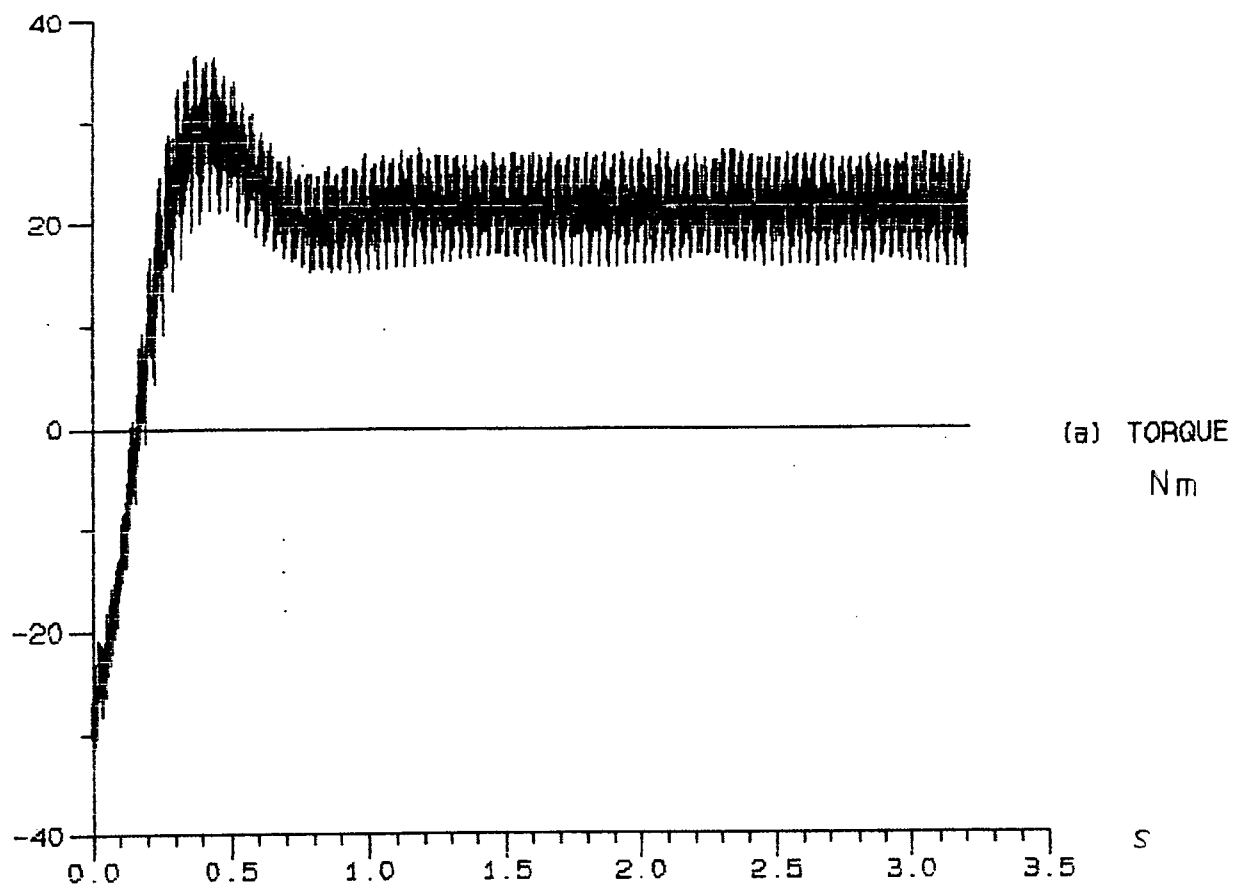


Fig. 7.6 - Resultados de Torque e Fluxo
com parâmetros do fabricante

$$\begin{aligned}
 r_1 &= 0,6 \text{ } [\Omega] \\
 r_2 &= 1,255 \text{ } [\Omega] \\
 l_1 &= l_2 = 3,24 \times 10^{-3} \text{ } [H] \\
 M &= 86,53 \times 10^{-3} \text{ } [H]
 \end{aligned}$$

Quadro 2 - Parâmetros medidos por ensaio a vazio e de rotor bloqueado

Os resultados obtidos para os parâmetros medidos podem ser vistos na Fig. 7.7, onde novamente temos oscilações de fluxo e torque. A componente contínua de torque é de 18,7[N.m], pouca coisa abaixo do valor obtido no dinamômetro.

7.5 - Algumas Comparações dos Resultados

Observando-se os resultados obtidos, observa-se uma nítida diferença dos resultados entre os dois pares de parâmetros.

Observando-se os dois pares de parâmetros, vemos que a resistência estatórica, as indutâncias de dispersão e a indutância mútua apresentam praticamente mesmos valores, ficando a grande diferença para o valor da resistência rotórica. O alto valor da resistência rotórica medida leva a um menor valor da corrente rotórica, e a combinação resultante $r_2 \cdot I_2^2$ leva a um menor valor de torque para os resultados com parâmetros medidos.

Como a corrente estatórica é constante, a corrente rotórica será menor para maior resistência rotórica. Nesse caso, haverá uma maior corrente na indutância magnetizante, aumentando o fluído em relação à situação de menor resistência.

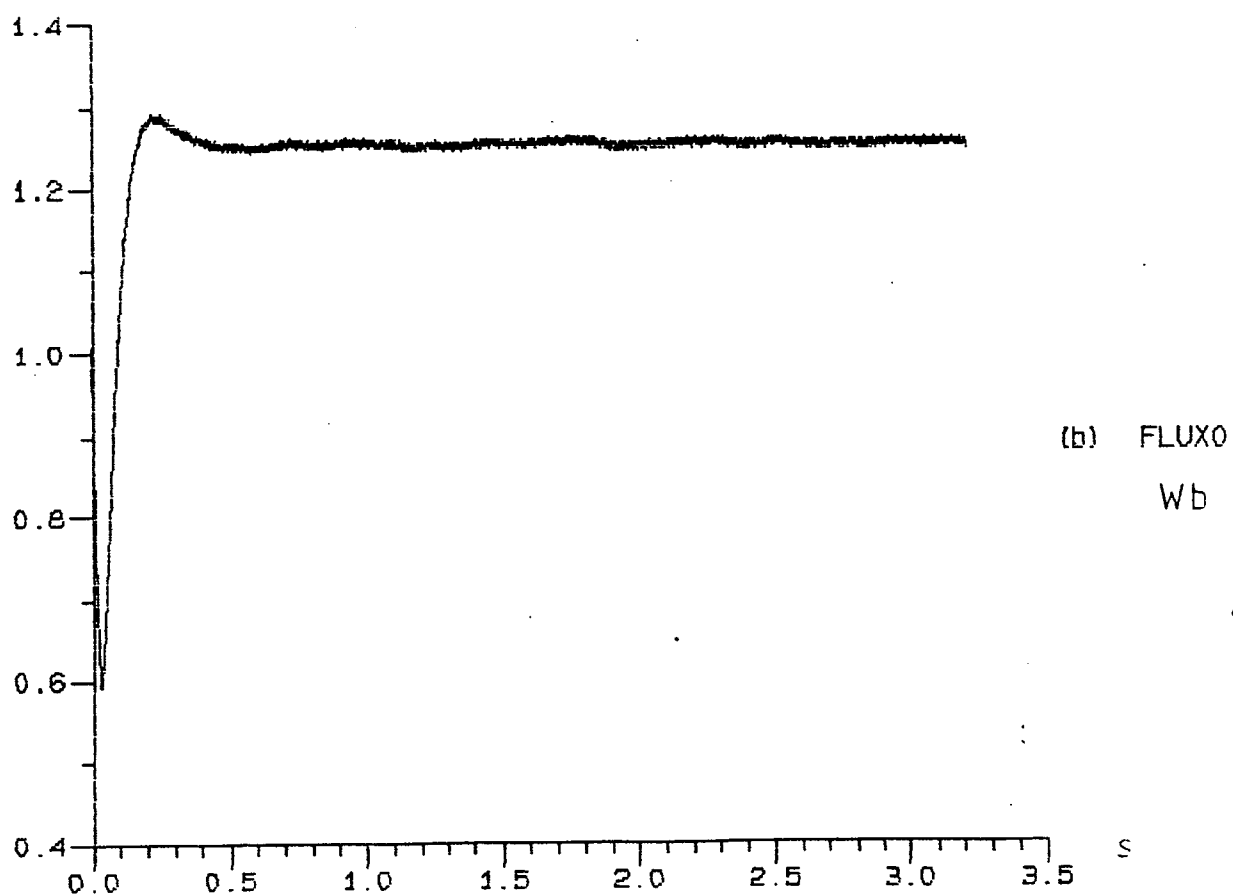
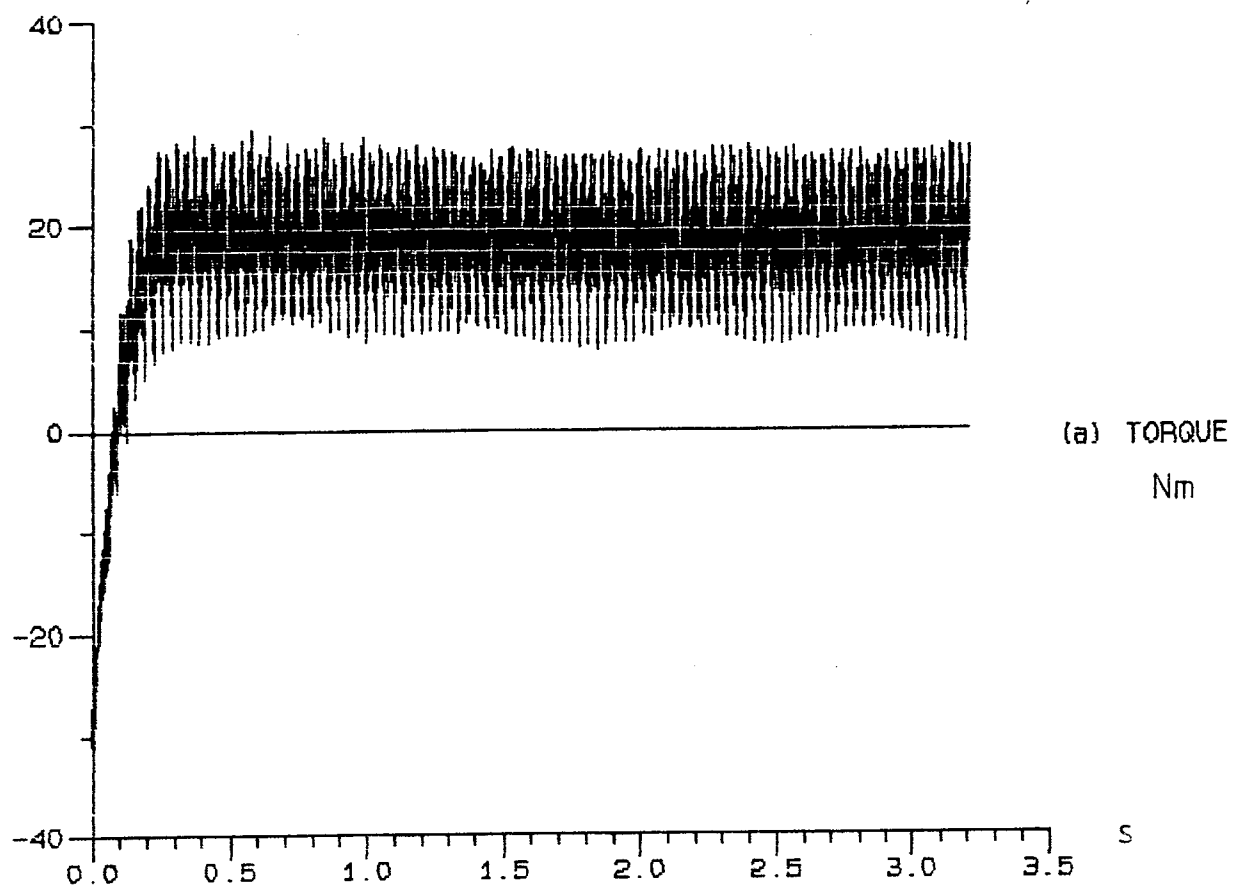


Fig. 7.7 - Resultados de Torque e Fluxo com parâmetros Medidos

Os resultados demonstram a importância de se ter, a todo instante, os parâmetros exatos da máquina.

C A P Í T U L O 8

CONCLUSÕES

8.1 - Considerações Finais

O comando vetorial do motor de indução foi estudado com bastante abrangência.

Pelos resultados das simulações verificou-se o grande desempenho do comando vetorial tanto no acionamento em corrente quanto no acionamento em tensão.

A possibilidade de exercer um controle rígido sobre fluxo, torque e velocidade, além do desempenho nitidamente superior ao comando escalar visto no capítulo 2 (ver resultados de simulação de comando escalar e vetorial), em especial sobre o comando escalar em tensão, mostram a importância do comando vetorial na abertura de novos campos de utilização do M.I., em especial da área de automação.

Os estudos realizados também mostram com clareza a necessidade de garantir o desacoplamento torque-fluxo, bem como formas de atualização do valor da resistência rotórica para garantir tal desacoplamento, onde a atualização garante o bom desempenho do acionamento.

A verificação experimental do modelo com orientação vetorial foi de suma importância no presente trabalho, pois mostrou a importância de se ter transdutores de corrente e velocidade de ótimo desempenho para uma boa precisão das medidas efetuadas.

Comprovou-se ainda a extrema importância de se ter os parâmetros corretos da máquina para utilização no modelo, a fim de que os valores de torque e fluxo calculados sejam os que

realmente estão ocorrendo na máquina.

8.2 - Propostas de Trabalhos Futuros

Alarga-se o campo de aplicação do motor de indução, possibilitando a realização de muitos trabalhos. Como sugestão , deixo as seguintes propostas:

- 1 - Simulação do motor de indução com alimentação por inversor retangular de tensão e corrente , bem como a alimentação PWM simples e otimizada, incluindo estudo de controle de posição (todos os estudos apresentados no presente trabalho foram realizados com alimentação senoidal de tensão e corrente, e supondo sistema contínuo).
- 2 - Implementação prática da estrutura completa, com alimentação por inversor de tensão ou corrente e controle de fluxo e velocidade.
- 3 - Estudo e identificação da resistência rotórica válida para toda situação.
- 4 - Estudo do comportamento dos reguladores quando ocorre alteração de parâmetro do motor, sem e com atualização de parâmetros no modelo.

A P Ê N D I C E A

DADOS PARA SIMULAÇÃO

O presente apêndice apresenta os dados gerais utilizados nas simulações dos capítulos 2, 3, 4, 5 e 6.

- Parâmetros do Motor:

$$r_1 = 0,88 \text{ } [\Omega]$$

$$r_2 = 1,14 \text{ } [\Omega]$$

$$L_1 = 0,003 \text{ } [H]$$

$$L_2 = 0,003 \text{ } [H]$$

$$M = 0,091 \text{ } [H]$$

$$V_{nom} = 127 \text{ } [V]$$

$$f_{nom} = 50 \text{ } [Hz]$$

$$n = 2 \text{ polos}$$

- Parâmetros Mecânicos dos Acionamentos:

$$B = 0.2 \text{ } [N.m/rad/s]$$

$$J = 0.04 \text{ } [N.m/rad/s^2]$$

- Passo de Cálculo:

$$PASSO = 0,2 \text{ } [ms]$$

A P Ê N D I C E B

ABORDAGEM DE SIMULAÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO COM ALIMENTAÇÃO EM CORRENTE

B.1 - Modelo Utilizado

Utilizou-se o modelo do motor de indução em coordenadas de PARK, com matriz de transformação com invariância de potência.

As equações do motor de indução no modelo de PARK são:

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S + pL_S & -L_S \omega_S & pM & -M \omega_S \\ L_S \omega_S & R_S + pL_S & M \omega_S & pM \\ pM & -M(\omega_S - n \omega_m) & R_R + pL_R & -L_R(\omega_S - n \omega_m) \\ M(\omega_S - n \omega_m) & pM & L_R(\omega_S - n \omega_m) & R_R + pL_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (B.1)$$

$$T = n.M(i_{sq}.i_{rd} - i_{sd}.i_{rq}) \quad (B.2)$$

Com alimentação em corrente, i_{sd} e i_{sq} são conhecidos. Podemos então, reescrever a eq. (B.1), com o que chegamos a:

$$\frac{di_{rd}}{dt} = \frac{-M}{L_R} \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_R} (\omega_S - n \omega_m) i_{sq} - \frac{R_R}{L_R} i_{rd} - (\omega_S - n \omega_m) i_{rq} \quad (B.3)$$

$$\frac{di_{rq}}{dt} = \frac{-M}{L_R} (\omega_S - n \omega_m) i_{sd} - \frac{M}{L_R} \frac{di_{sq}}{dt} - (\omega_S - n \omega_m) i_{rd} - \frac{R_R}{L_R} i_{rq} \quad (B.4)$$

$$v_{sd} = R_S \cdot i_{sd} + L_S \frac{d i_{sd}}{dt} - L_S \cdot \omega_S \cdot i_{sq} + M \frac{d i_{rd}}{dt} - M \cdot \omega_S \cdot i_{sq} \quad (B.5)$$

$$v_{sq} = L_S \cdot \omega_S \cdot i_{sd} + R_S \cdot i_{sq} + L_S \cdot \frac{d i_{sq}}{dt} + M \cdot \omega_S \cdot i_{rd} + M \cdot \frac{d i_{rq}}{dt} \quad (B.6)$$

A equação de movimento mecânico é:

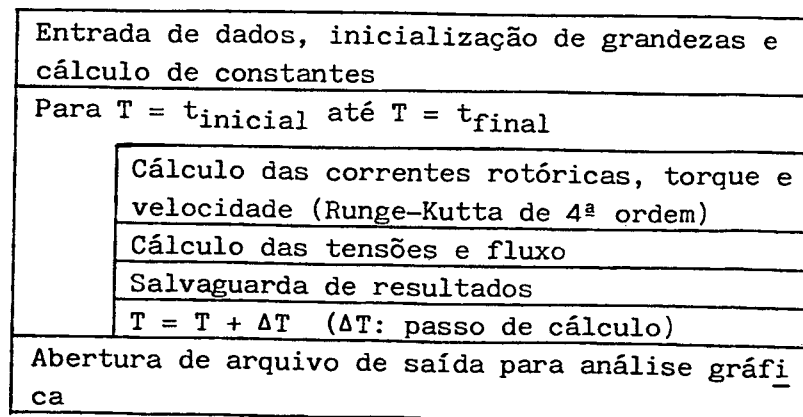
$$J \frac{d\omega}{dt} + B \cdot \omega = T - T_C \quad (B.7)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{B}{J} \omega + \frac{(T - T_C)}{J} \quad (B.8)$$

As equações (B.3), (B.4) e (B.8) podem ser resolvidas por um método de integração numérica e, juntamente com a equação (B.2), possibilitam a simulação do motor de indução gaiola alimentado em corrente.

B.2 - Estrutura Geral das Simulações

Para a solução das equações diferenciais utilizou-se o método de RUNGE-KUTTA de 4ª ordem. O fluxograma estruturado genérico da simulação pode ser visto no quadro 3:



Quadro 3 - Fluxograma do programa para simulação (alimentação em corrente)

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] LESSMEIER, R., SCHUMACHER, W. & LEONHARD, W. - Microprocessor Controlled AC-servo drives with synchronous or induction motors: which is preferable?, IEEE trans. ind. appl., vol. IA-22, nº5, 1986.
- [02] LEONHARD, W. - Microcomputer control of high dynamic performance AC drives - a survey, Automatica, vol.22, nº 1, 1986.
- [03] BARBI, I., MARTINS, D.C., DESCHAMPS, E. & SILVA, S.A.O.- Projeto ANSI - Análise Numérica de Servomotor de Indução - UFSC, 1987.
- [04] ABBONDANTI, A. - Method of flux control in induction motor driven by variable frequency, variable voltage supplies, Proc. IEEE/IAS Int. Semicond. Power conf., 1977.
- [05] BARBI, I. - Apostila de Acionamento de Máquinas de Indução, UFSC, 1986
- [06] BARBI, I. - Teoria Fundamental do Motor de Indução, Ed.UFSC, 1985.
- [07] FARDIN, J.F. - Funções de transferência de ordem reduzida para motores de indução, Dissertação de Mestrado, PUC -RJ, 1984.
- [08] LESSMEIER, R. & LEONHARD, W. - Microprocessor-Controlled induction motor servo drive for high dynamic performance, Int. Conf. on evolution and modern aspects of ind. mac., proceedings, TORINO, 1986.

- [09] BLASCHKE, F. - The principle of field orientation as applied to the new TRANSVEKTOR closed-loop control system for rotating - field machines, rev. SIEMENS, 1972.
- [10] GABRIEL, R., LEONHARD, W. & NORDBY, C.J. - Field-oriented control of standard AC motor using microprocessors - IEEE trans. ind. appl., vol.IA-16, 1980.
- [11] SATHIKUMAR, S. & VITHAYATHIL. J. - Digital Simulation of field-oriented control of induction motor, IEEE trans. ind. appl., vol.IE-31, nº2, 1984.
- [12] VIEIRA, J.L.F. - Acionamento de motor C.C. controlado por microprocessador - Dissertação de Mestrado, COPPE/UFRJ, 1986.
- [13] KRISHNAN, R. & DORAN, F.C. - Study of parameter sensitivity in high performance inverter-fed induction motor drive systems, IEEE, 1984.
- [14] BRUCIAPAGLIA, A.H. & APOLÔNIO, R. - Uma estratégia de eliminação da sobrecarga da ação integral para controladores PID discretos: Aplicação no Controle de Velocidade de um motor C.C., Anais do 2º Cong. Latinoamericano de controle automático, 1986.
- [15] MATSUO, T. & LIPO, T.A. - A rotor parameter identification scheme for vector controlled induction motor drives, IEEE, 1984.
- [16] SUGIMOTO, H. & TAMAI. S. - Secondary resistance identification of an induction motor applied model reference adaptive system and its characteristics, IEEE trans. ind. appl., vol.IA-23, nº2, 1987.
- [17] LÖSER, F. & SATTLER, Ph.K. - Identification and compensation of the rotor temperature of AC drives by an observer - IEEE, 1984.